

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

INGENIERÍA TÉCNICA DE TELECOMUNICACIÓN:
SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN



PROYECTO FIN DE CARRERA

***COMPARACIÓN DE TÉCNICAS DE REDUCCIÓN
DE LA PAPR EN OFDM.***

AUTOR: EDUARDO MERCADILLO SOTOS

TUTOR: DAVID LUENGO GARCÍA

27 de Octubre de 2011

Agradecimientos

Walt Whitman decía en una de sus poesías “No dejes que termine el día sin haber crecido un poco, sin haber sido feliz, sin haber aumentado tus sueños”, esta es una máxima que se me ha repetido durante todo el tiempo que he estado realizando el Proyecto Fin de Carrera. Puede que para muchos realizar el Proyecto Fin de Carrera haya resultado sencillo y rápido, para mí ha sido una carrera de obstáculos que he tenido que ir salvando poco a poco. Citando de nuevo a Walt Whitman “Aunque el viento sople en contra, la poderosa obra continúa: Tú puedes aportar una estrofa. No dejes nunca de soñar, porque en sueños es libre el hombre”. Esta especial dificultad a la hora de escribir y confeccionar el proyecto ha hecho que disfrutase aún más la realización del mismo y que según se va acercando la entrega del mismo, uno se encuentre en un estado de alegría inmensa.

Escribiendo el proyecto y apuntando cada una de las referencias, me he dado cuenta de todo el camino andado por tanta gente para llegar a este Proyecto Fin de Carrera, tantas investigaciones y tantas conclusiones tomadas durante tantos años para llegar a un punto en el cual la tecnología ha llegado hasta este proyecto. “Piensa que en ti está el futuro y encara la tarea con orgullo y sin miedo. Aprende de quienes puedan enseñarte. Las experiencias de quienes nos precedieron, de nuestros poetas muertos” decía Walt Whitman, por ello entre otros me gustaría agradecer a todos los profesores que he tenido durante la carrera y me han ayudado con sus experiencias a seguir aprendiendo y a poder llegar a este punto, entre ellos Antonio Artés Rodríguez, que aparece en mi bibliografía como una referencia y que me enorgullece el haber estudiado con él. Así como a Walt Whitman que con su poesía me ha ayudado a seguir adelante y decir cada día “No te detengas”.

Agradecer principalmente a todos los autores que están en mi bibliografía y que con su trabajo han servido para que este Proyecto Fin de Carrera haya sido posible. Gracias a sus investigaciones y su sabiduría se ha podido ahondar en cada una de las disciplinas que se han ido exponiendo para poder

hacer posible las simulaciones y resultados obtenidos durante el proyecto.

Quiero dar un especial agradecimiento a mi tutor en el Proyecto Fin de Carrera, David Luengo García, que es un ejemplo de bondad, sencillez, perseverancia, constancia y paciencia. Siempre me ha ayudado en todo momento con su sabiduría y su facilidad para hacer las cosas difíciles lo más fáciles posibles. Él me ha animado día a día y en gran parte es uno de los principales culpables de que este proyecto al final haya llegado a buen puerto.

Como no, agradecer a mis padres y hermano, a mis amigos y compañeros de la Universidad, a Silvia, a mi abuelo por haber sido siempre un referente a la hora de luchar por lo que más se quiere, y a todos los que han hecho posible que ahora mismo podáis estar leyendo estas líneas.

Resumen

En este Proyecto Fin de Carrera se va a considerar la simulación de un sistema de telecomunicaciones con modulación OFDM (“Orthogonal Frequency Division Multiplexing”). OFDM tiene numerosas aplicaciones en el mundo de la televisión digital (DVB-T), redes inalámbricas (WiMaX, WiFi) y sistemas xDSL (ADSL, VDSL). Desafortunadamente, los sistemas OFDM presentan una alta PAPR (“Peak-to-Average Power Ratio”), la cual produce un efecto perjudicial sobre las comunicaciones. Por este motivo, se crea una necesidad de estudiar el efecto negativo producido por la PAPR, llegando a contemplarse diferentes técnicas para su reducción.

En este proyecto, se va a realizar en primer lugar una revisión de OFDM y de algunas de las principales técnicas de reducción de la PAPR existentes, comparándose desde diferentes puntos de vista en cuanto a complejidad, eficiencia y diseño. A continuación, implementaremos y analizaremos dos técnicas de reducción de la PAPR (“Clipping” y “Selective Mapping”), que son capaces de conseguir una reducción considerable de la PAPR. En el caso de “Clipping”, se reduce la PAPR recortando la señal mediante un limitador. En el caso de “Selective Mapping”, se multiplica la señal por varias secuencias de fase, eligiendo aquella que proporciona una menor PAPR.

Índice general

Agradecimientos	3
Resumen	5
1. Introducción	17
1.1. Motivación	17
1.2. Objetivos	18
1.3. Estructura	18
2. OFDM	21
2.1. Introducción	21
2.2. Diagrama de bloques de un sistema OFDM	23
2.2.1. Transmisor	23
2.2.2. Canal	27
2.2.3. Receptor	28
2.3. OFDM: Ventajas y Desventajas	31
2.3.1. Ventajas	32
2.3.2. Desventajas	32
2.4. Prefijo Cíclico	33
2.5. Discusión	35
3. Técnicas de reducción de la PAPR	37

3.1. Introducción	37
3.2. PAPR	38
3.3. “Clipping” y Filtrado	41
3.4. Codificación	42
3.5. PTS	43
3.6. SLM	45
3.7. Entrelazado	46
3.8. Reserva e Inyección de tonos	47
3.8.1. Reserva de tonos	48
3.8.2. Inyección de tonos	48
3.9. Extensión de la constelación activa	49
3.10. Discusión	50
4. Algoritmos implementados	53
4.1. Introducción	53
4.2. Clipping	53
4.2.1. Introducción	53
4.2.2. Limitador 1 (“Hard Clipping”)	54
4.2.3. Limitador 2 (“Soft Clipping”)	56
4.3. SLM	57
4.4. Discusión	61
5. Simulaciones	63
5.1. Introducción	63
5.2. Medidas de Rendimiento	63
5.2.1. PAPR y CCDF	63
5.2.2. BER	65
5.3. OFDM	66

<i>ÍNDICE GENERAL</i>	9
5.3.1. Parámetros de las simulaciones	66
5.3.2. Señales temporales y frecuenciales	68
5.3.3. PAPR y BER	69
5.4. Clipping	74
5.4.1. Señales temporales y frecuenciales	75
5.4.2. PAPR y BER	78
5.5. SLM	86
5.5.1. PAPR y CCDF	87
5.5.2. BER	93
5.6. Discusión	94
6. Conclusiones y líneas futuras	95
6.1. Conclusiones	95
6.2. Líneas futuras	97
A. Presupuesto del proyecto	99
A.1. Coste de los medios materiales	99
A.2. Coste del personal	99
A.3. Coste de la dirección	100
A.4. Coste total del proyecto	100

Índice de figuras

2.1. Diagrama de bloques del transmisor OFDM.	23
2.2. Constelaciones QPSK y $\pi/4$ -QPSK.	25
2.3. Modulador OFDM.	26
2.4. Canal AWGN.	27
2.5. Diagrama de bloques del receptor OFDM.	28
2.6. Demodulador OFDM.	29
2.7. Modulador OFDM con prefijo cíclico	34
2.8. Demodulador OFDM con prefijo cíclico	34
2.9. Prefijo Cíclico	35
3.1. “Clipping” y Filtrado de una Señal OFDM.	41
3.2. Diagrama de bloques de la técnica de codificación.	42
3.3. Diagrama de bloques PTS [1].	44
3.4. Diagrama de bloques SLM [2].	45
3.5. Diagrama de bloques correspondiente al método de entrelazado.	47
3.6. Diagrama de bloques correspondiente al método ACE para una modulación $\pi/4$ -QPSK: Constelación y regiones de movimien- to válido de cada punto.	50
4.1. Diagrama de bloques del transmisor con limitador.	54
4.2. Relación Entrada-Salida para el limitador duro.	55

4.3. Ejemplos del limitador 1 (“Hard Clipping”). (a) $A=0.10$ (b) $A=0.30$ (c) $A=0.60$ (d) $A=0.90$	56
4.4. Relación Entrada-Salida para el limitador blando.	57
4.5. Ejemplos del limitador 2 (“SoftClipping”). (a) $D=0.10$, $U=0.20$ y $C=0.15$ (b) $D=0.15$, $U=0.25$ y $C=0.20$ (c) $D=0.15$, $U=0.35$ y $C=0.25$ (d) $D=0.20$, $U=0.40$ y $C=0.30$	58
4.6. Diagrama de bloques de SLM [2].	59
4.7. Grupos de portadoras seleccionados en SLM al comienzo, en medio y al final de la secuencia.	61
5.1. Diagrama de bloques del transmisor OFDM.	66
5.2. Diagrama de bloques del receptor OFDM.	67
5.3. Señal Temporal OFDM para BPSK, $N=64$ y $L=8$. (a) $N_c=0$. (b) $N_c=16$	68
5.4. Señal OFDM temporal para una modulación BPSK con $N=256$, $N=1024$ y $N=4096$, con $L=8$ y $N_c=0$	69
5.5. Señal frecuencial OFDM para BPSK con $L=8$ y $N_c=0$. (a) $N=64$. (b) $N=256$. (c) $N=1024$. (d) $N=4096$	70
5.6. PAPR para $L=8$, $N=64$ y $N_c=0$. (a) BPSK. (b) $\pi/4$ -QPSK.	71
5.7. PAPR para $L=8$, $N=4096$ y $N_c=0$. (a) BPSK. (b) $\pi/4$ -QPSK.	71
5.8. Evolución de la PAPR media para diferentes valores del factor de interpolación L con $N=64$ y $N_c=0$. (a) BPSK. (b) $\pi/4$ -QPSK.	72
5.9. CCDF para BPSK para diferentes valores de N con factor de interpolación $L=16$	74
5.10. CCDF para $\pi/4$ -QPSK para diferentes valores de N con factor de interpolación $L=16$	75
5.11. BER para BPSK con $N=64$ en función del valor de N_c y la E_b/N_0	76
5.12. Relación Entrada-Salida. (a) “Hard Clipping”. (b) “Soft Clipping”.	76
5.13. Señal OFDM (1 símbolo) para BPSK aplicando el limitador duro para $N=64$, $L=8$ y $A=0.15$	77

5.14. Detalle de Señal OFDM (1 símbolo) para BPSK aplicando el limitador blando para $N=64$, $L=8$ y $D=0.15$, $U=0.25$ y $C=0.20$.	78
5.15. Señal Frecuencial BPSK con $L=8$, $N=64$ y $N_c=0$. (a) Sin recorte. (b) Con recorte duro ($A=0.15$).	79
5.16. Señal Frecuencial BPSK con $L=8$, $N=64$ y $N_c=0$. (a) Sin recorte. (b) Con recorte blando ($D=0.15$, $U=0.25$ y $C=0.20$).	79
5.17. PAPR temporal para BPSK con $L=8$, $N=64$ y $N_c=0$. (a) Sin recorte. (b) Con recorte duro ($A=0.15$).	80
5.18. PAPR temporal para BPSK con $L=8$, $N=64$ y $N_c=0$. (a) Sin recorte. (b) Con recorte blando ($D=0.15$, $U=0.25$ y $C=0.20$).	82
5.19. PAPR media obtenida con el limitador duro en función del umbral A para BPSK.	82
5.20. CCDF para BPSK, con $N=64$ y $L=16$, usando el limitador duro con distintos valores de A .	83
5.21. CCDF para BPSK, con $N=64$ y $L=16$, usando el limitador blando con distintos valores de los parámetros.	84
5.22. CCDF para $\pi/4$ -QPSK, con $N=64$ y $L=16$, usando el limitador duro con distintos valores de A .	84
5.23. CCDF para $\pi/4$ -QPSK, con $N=64$ y $L=16$, usando el limitador blando con distintos valores de los parámetros.	85
5.24. BER para BPSK con $N=64$ sin prefijo cíclico y con recorte duro ("Hard Clipping") para diferentes valores de A .	85
5.25. BER para BPSK $N=64$ con prefijo cíclico $N_c = 0$ y con recorte blando ("Soft Clipping") para diferentes valores de D , U y C .	86
5.26. PAPR para BPSK con $N=64$, $N_c=0$, $L=16$ y diferente número de combinaciones, M . (a) Sin aplicar SLM. (b) SLM con $M=4$. (c) SLM con $M=16$. (d) SLM con $M=64$.	87
5.27. PAPR para BPSK con $N=4096$, $N_c=0$, $L=16$ y diferente número de combinaciones, M . (a) PAPR sin aplicar SLM. (b) SLM con $M=4$. (c) SLM con $M=16$. (d) SLM con $M=64$.	88
5.28. Evolución de la PAPR media y máxima usando SLM en función del parámetro M (número de permutaciones) con $L=16$ y $N=64$. (a) PAPR Media. (b) PAPR Máxima.	89

5.29. Evolución de la PAPR media usando SLM en función del parámetro M (número de permutaciones) con $L=16$ y $N=4096$.	91
5.30. CCDF para $N=64$ y $L=16$ usando SLM con M variable. . . .	91
5.31. CCDF para $N=4096$ y $L=16$ usando SLM con M variable. . .	92
5.32. CCDF para $N=4096$ y $L=16$ usando SLM con M variable. Detalle de la región $9 \leq \text{PAPR} \leq 13$	92
5.33. BER para BPSK usando SLM con $N=64$ y $M \in \{1,4,16,64\}$. .	93

Índice de tablas

3.1. Ejemplo Codificación	43
5.1. Resultados de PAPR(Γ) para BPSK con $L=16$ en función de N	73
5.2. Resultados de PAPR(Γ) para $\pi/4$ -QPSK con $L=16$ en función de N	73
5.3. Resultados de PAPR(Γ) para BPSK con $L=16$ y $N=64$	81
5.4. Resultados de PAPR(Γ) para $\pi/4$ -QPSK con $L=16$ y $N=64$.	81
5.5. Resultados de la PAPR(Γ) usando SLM para BPSK con $N=64$ y $L=16$	89
5.6. Resultados PAPR(Γ) usando SLM para BPSK con $N=4096$ y $L=16$	90
A.1. Coste unitario del material utilizado en la realización del proyecto.. . . .	100

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación

El uso y desarrollo de la Multiplexación por División en Frecuencias Ortogonales (OFDM, “Orthogonal Frequency Division Multiplexing”) ha sido fundamental en los últimos años, siendo utilizado en diversos sistemas de telecomunicaciones en la actualidad. OFDM divide el flujo de datos en diferentes subportadoras de banda estrecha, obteniendo así una mejora en los servicios de banda ancha frente a desvanecimiento multicamino o atenuación variable con la frecuencia. Actualmente convivimos con numerosos sistemas de telecomunicaciones en los que se utiliza OFDM: DVB-T, WiMaX, WiFi, o los sistemas xDSL (ADSL y VDSL) por ejemplo.

Sin embargo, a la hora de realizar la transmisión, OFDM presenta una característica muy perjudicial para la señal enviada: una elevada PAPR (“Peak-to-Average Power Ratio”), la cual puede generar distorsión que afecte ostensiblemente a la calidad de la transmisión. Es en este parámetro perjudicial en el que se va a hacer especial hincapié en la investigación durante el Proyecto Fin de Carrera, puesto que se van a estudiar y analizar diferentes técnicas para la reducción de la PAPR. Hoy en día existen multitud de técnicas para la reducción de la PAPR, algunas de las cuales se van a describir en el presente proyecto, comparándolas con respecto a diferentes factores como la complejidad computacional o la eficiencia.

Basándonos en las necesidades que los sistemas de telecomunicaciones en los que se usa OFDM nos plantean hasta el momento, es interesante buscar técnicas que realicen una buena reducción de la PAPR con un coste computacional

no muy elevado. En este Proyecto Fin de Carrera se han seleccionado dos técnicas que cumplen ambos requisitos: “Clipping” y “Selective Mapping”.

1.2. Objetivos

En esta sección se describirán las principales metas que se quieren alcanzar realizando el Proyecto Final de Carrera. El *objetivo principal* es el de estudiar, implementar y comparar mediante las simulaciones realizadas dos técnicas de reducción de la PAPR: el método de recorte o “clipping” y el método SLM o “Selective Mapping”. Como *objetivos secundarios*, tendremos los siguientes:

- Análisis de OFDM y recreación e implementación de un sistema de telecomunicaciones con modulación OFDM, de forma que podamos conocer mejor las características y funcionalidades de esta modulación.
- Introducción y estudio de la PAPR, poniendo de manifiesto los factores que más afectan a la misma, para el conocimiento más en profundidad de este parámetro tan perjudicial para OFDM, de modo que se pueda realizar su reducción de una manera eficiente.
- Distinción comparativa entre las diferentes técnicas de reducción de la PAPR, para el conocimiento de su modo de funcionamiento y para poder realizar un análisis de sus ventajas y desventajas con respecto al resto de métodos de reducción.
- Exposición de diferentes maneras de implementar los algoritmos y propuesta de una manera de llevarlos a cabo eficientemente desde el punto de vista del coste computacional.

1.3. Estructura

La estructura de este Proyecto Fin de Carrera está formada por seis capítulos. El primer capítulo es el de introducción, y en él se verá la motivación para realizar el proyecto, los objetivos que se esperan cumplir y esta sección, que se encargará de definir con más detalle la organización del documento.

En el segundo capítulo se define teóricamente y se desarrolla la modulación OFDM, describiendo su estructura general, su uso en los sistemas de telecomunicaciones, sus parámetros fundamentales y algunas de sus limitaciones,

que serán descritas en la sección de introducción. Tras esta primera sección, este capítulo está formado por cuatro secciones más. En la primera de ellas se verán los diagramas de bloques del transmisor y receptor OFDM, analizando uno por uno cada uno de los bloques que los forman. En la siguiente sección se revisarán brevemente las ventajas y desventajas de OFDM y de su aplicación en los diferentes sistemas de telecomunicaciones en la actualidad. En la cuarta sección se introducirá un nuevo elemento, el llamado “Prefijo cíclico”, un periodo de guarda que permitirá eliminar la interferencia entre símbolos e interferencia entre portadoras, y que será un parámetro a tener en cuenta para el estudio comparativo en próximos capítulos. Finalmente, terminaremos el capítulo con la sección de discusión, en la que se apuntará lo más importante comentado durante el capítulo.

En el tercer capítulo se realizará un análisis de la PAPR, se definirá matemáticamente, y se verá qué efectos negativos produce sobre la señal. Este capítulo está dividido en diez secciones. En la primera de ellas se introducirá lo que se va a tratar en el capítulo. A continuación, se analizará la PAPR, su expresión matemática, sus ventajas y desventajas, sus parámetros fundamentales, así como cada una de las técnicas de reducción de las que se hablará en el capítulo. A partir de esta sección, cada una de las secciones siguientes tratará un método de reducción de la PAPR, comenzando con la sección tercera, que se dedica en exclusivo a la técnica de “Clipping” y Filtrado. En la cuarta se analizará la técnica de codificación, y en la quinta se hablará de la técnica PTS (“Partial Transmit Sequence”). La sección sexta tendrá como objetivo explicar la técnica SLM (“Selective Mapping”), mientras que en la sección séptima se hablará de la técnica de entrelazado. En las secciones octava y novena se hablará de técnicas muy parecidas, llamadas Reserva e Inyección de tonos y Extensión de la Constelación Activa (“ACE”). En la última sección se realizará la discusión del capítulo.

En el cuarto capítulo explicaremos los algoritmos implementados, recreando los diagramas de bloques tanto para “Clipping”, la primera técnica a tratar, como para SLM, la segunda técnica de reducción de la PAPR. Este capítulo se estructura en cuatro secciones, siendo la primera de ellas de introducción, en la que se definirá la organización del capítulo. En la segunda sección se revisarán los algoritmos realizados para la técnica de “Clipping”, así como la definición de los limitadores. Durante la tercera sección se tratará la técnica “Selective Mapping”, detallando el proceso realizado para su implementación. Finalmente, se hablará en la última sección de las conclusiones obtenidas en el capítulo.

En el quinto capítulo se mostrarán los resultados de las simulaciones realiza-

das durante el proyecto, analizaremos los datos obtenidos con cada algoritmo y verificaremos el comportamiento teórico con respecto a los resultados obtenidos en las simulaciones. El capítulo se compone de seis secciones, con la primera de todas explicando la estructura del capítulo. Las medidas de rendimiento más importantes a analizar en el resto de secciones se definirán en la sección segunda. En la tercera se verán las simulaciones obtenidas para OFDM, calculando las medidas de rendimiento definidas en la anterior sección. En la sección cuarta se hablará de “Clipping”, se realizarán las simulaciones y se analizarán los resultados obtenidos con respecto a las medidas de rendimiento. A continuación, en la sección quinta se analizará la otra técnica de reducción de la PAPR implementada, “Selective Mapping”, revisando los resultados obtenidos con respecto a las medidas de rendimiento. Finalmente, el capítulo termina con un análisis de lo que se ha visto en el mismo y sus conclusiones a raíz de los resultados obtenidos.

Por último, en el sexto capítulo enunciaremos las conclusiones obtenidas a lo largo de la realización del Proyecto Final de Carrera y algunas de las posibles líneas futuras a seguir. Este capítulo vendrá seguido de un único apéndice en el que se muestra el presupuesto del proyecto.

Capítulo 2

OFDM

2.1. Introducción

OFDM (“Orthogonal Frequency Division Modulation”) es una técnica de modulación digital que utiliza múltiples portadoras de banda estrecha ortogonales, en lugar de una sola portadora, como sucede en los esquemas tradicionales [3]. Asimismo, su flexibilidad a la hora de soportar distintas tasas binarias y su robustez frente al ruido impulsivo la convierten en una tecnología adecuada para ser utilizada en redes de acceso, tanto de naturaleza cableada (ADSL y VDSL) como inalámbrica (WiFi o WiMax). El principal motivo para su uso es que, debido a su flexibilidad, facilita el poder cumplir con los requerimientos de ancho de banda, fiabilidad y seguridad exigidos por la próxima generación de productos y servicios. Además, con este tipo de modulación se pueden conseguir una alta eficiencia espectral y una menor distorsión multitrayecto, lo que la hace ideal para su uso en comunicaciones inalámbricas [4]

Actualmente es utilizada en múltiples sistemas de telecomunicaciones, tales como redes inalámbricas WiFi (IEEE 802.11) y WiMax (IEEE 802.16) [4], comunicaciones de alta velocidad por vía telefónica (ADSL y VDSL) [5] y en difusión de televisión digital terrestre en Europa, Japón y Australia [6]. En este último caso en particular, el estándar DVB-T define un ancho de banda por canal de 7-8 MHz, dentro del canal existen 1705 (modo 2K) o 6817 (modo 8K) sub-portadoras ortogonales separadas 1 KHz (modo 8K) o 4 KHz (modo 2K) entre ellas y moduladas digitalmente. Además de esto, en el momento de enviar los símbolos se le agrega un intervalo de guarda que permite disminuir la interferencia por multitrayectoria, como se verá posteriormente.

El principio básico de OFDM es partir un flujo de datos de alta velocidad en un número finito de flujos de datos de menor velocidad que son transmitidos simultáneamente sobre un número determinado de subportadoras. Los parámetros más importantes de un sistema de modulación OFDM son los siguientes:

- Duración del Símbolo.
- Periodo de Guarda o duración del Prefijo Cíclico.
- Número de Subportadoras.
- Espaciado entre subportadoras.
- Tipo de modulación en cada subportadora.
- Esquema utilizado para protección frente a errores en el canal.

Con todos estos parámetros nos familiarizaremos a la hora de hablar de OFDM. Para la elección de los mismos influyen sobre todo los siguientes aspectos:

- Ancho de banda disponible.
- Tasa binaria requerida.
- Retardo tolerable.
- Distorsiones en el canal: propagación multicamino, desvanecimiento, ruido impulsivo, desviación Doppler, ruido de fondo, etc.

A lo largo de este capítulo vamos a explicar en qué consiste la modulación OFDM. En primer lugar, en la Sección 2.2 analizaremos cada uno de los pasos que sigue la señal de un transmisor y un receptor OFDM, con el fin de comprender el proceso de modulación y demodulación. A continuación, en la Sección 2.3 se discutirán las ventajas y desventajas de este tipo de modulación, y el por qué es una modulación más eficiente y más utilizada que el resto de modulaciones. Una vez vistas sus ventajas y desventajas, en la Sección 2.4 describiremos un parámetro fundamental en OFDM: el prefijo cíclico. Éste nos servirá para eliminar la interferencia entre símbolos y entre portadoras introducida por el canal. Por último, la Sección 2.5 contiene la discusión del capítulo.

2.2. Diagrama de bloques de un sistema OFDM

En esta sección se describe el diagrama de bloques de un sistema OFDM básico: transmisor, canal y receptor.

2.2.1. Transmisor

El diagrama de bloques del transmisor OFDM, que se muestra en la Figura 2.1, se compone de los siguientes bloques:

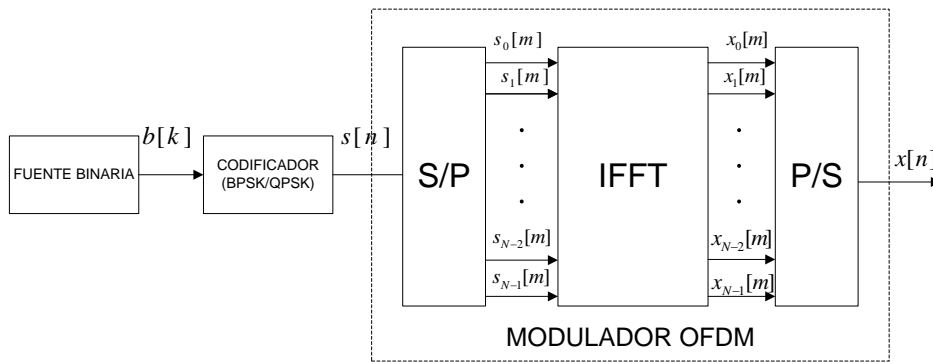


Figura 2.1: Diagrama de bloques del transmisor OFDM.

- **FUENTE BINARIA:** Este bloque define la fuente de los datos, que normalmente son binarios, y que contienen la información que se va a transmitir, esto es, bits con $b[k] \in \{0, 1\}$. El único parámetro de este bloque es la probabilidad de generación de un cero, p ($0 \leq p \leq 1$). A lo largo del proyecto se ha mantenido siempre $p = 0.5$, de modo que la fuente genera bits equiprobables.
- **CODIFICADOR DE CONSTELACIÓN:** En este bloque se transforma la información binaria recibida en símbolos correspondientes a la modulación elegida. Se han considerado dos codificadores de constelación: BPSK y QPSK. Para el caso de BPSK, tenemos la siguiente relación entrada-salida:

$$s[n] = 2b[n] - 1, \quad (2.1)$$

para $n = 0, 1, \dots, N_b - 1$ siendo N_b el número total de bits a transmitir. Y la asignación de cada símbolo codificado es la siguiente:

- $b[n] = 0 \rightarrow s[n] = -1$
- $b[n] = 1 \rightarrow s[n] = +1$

Para el caso de QPSK hemos considerado dos codificadores: QPSK estándar y QPSK rotada $\pi/4$ radianes (que denominaremos $\pi/4$ -QPSK). En el primer caso (QPSK) la relación entrada-salida viene dada por:

$$s[n] = j^{2b[2n] + b[2n+1]}, \quad (2.2)$$

para $n = 0, 1, \dots, \frac{N_b}{2} - 1$. Nótese que ahora cada símbolo depende de dos bits consecutivos, de modo que sólo se generan $N_b/2$ símbolos de salida en lugar de N_b .¹ En este caso, la relación entre los bits de entrada y las salidas codificadas sería:

- $b[2n] = 0, b[2n+1] = 0 \rightarrow s[n] = j^0 = +1.$
- $b[2n] = 0, b[2n+1] = 1 \rightarrow s[n] = j^1 = +j.$
- $b[2n] = 1, b[2n+1] = 0 \rightarrow s[n] = j^2 = -1.$
- $b[2n] = 1, b[2n+1] = 1 \rightarrow s[n] = j^3 = -j.$

En el segundo caso ($\pi/4$ -QPSK) la relación entrada-salida es:

$$s[n] = (1 - 2b[2n]) + j(1 - 2b[2n+1]) \quad (2.3)$$

para $n = 0, 1, \dots, \frac{N_b}{2} - 1$. Siguen generándose únicamente $N_b/2$ símbolos, pero nótese que ahora los canales en fase (parte real de $s[n]$) y cuadratura (parte imaginaria) se modulan por separado usando sendas

¹Asumimos que $N_b/2$ es un número entero. En caso contrario, se insertaría un cero adicional para generar el último símbolo que sería descartado en el demodulador

modulaciones BPSK sobre bits de entrada alternos. Esto facilita la implementación del modulador y demodulador, a la vez que mantiene la probabilidad de error.

Ahora la relación entre los bits de entrada y las salidas codificadas resulta:

- $b[2n] = 0, b[2n + 1] = 0 \rightarrow s[n] = 1 + j$
- $b[2n] = 0, b[2n + 1] = 1 \rightarrow s[n] = 1 - j$
- $b[2n] = 1, b[2n + 1] = 0 \rightarrow s[n] = -1 + j$
- $b[2n] = 1, b[2n + 1] = 1 \rightarrow s[n] = -1 - j$

Las constelaciones generadas por estas dos modulaciones se muestran en la Figura 2.2. Como puede verse, la constelación de la modulación $\pi/4$ -QPSK está rotada $\pi/4$ radianes con respecto a la QPSK, de ahí su nombre.

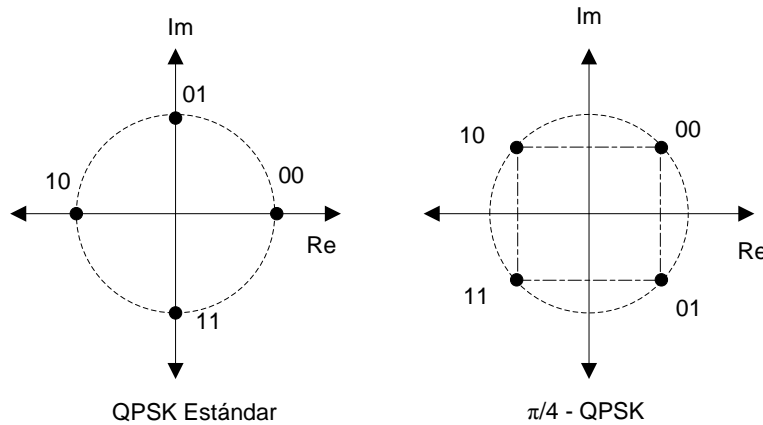


Figura 2.2: Constelaciones QPSK y $\pi/4$ -QPSK.

- **MODULADOR OFDM:** El bloque fundamental del proyecto, el modulador OFDM, se encarga de distribuir el flujo de información entre el conjunto de subportadoras, de modo que se consiga una transmisión de la información de una manera más fiable.

Como se puede apreciar en la Figura 2.3, el modulador OFDM está compuesto por tres bloques básicos: conversor serie/paralelo (S/P), transformada inversa de Fourier (IFFT) y conversor paralelo/serie (P/S).

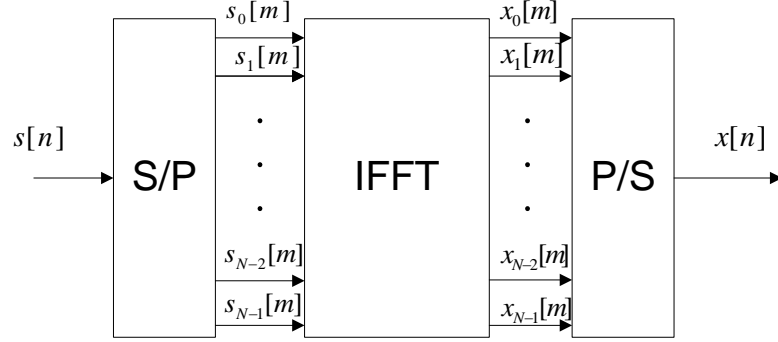


Figura 2.3: Modulador OFDM.

El primer bloque (S/P) actúa como un demultiplexor, encargándose de distribuir los símbolos codificados entre los N sub-canales de OFDM. Así, el símbolo m -ésimo del canal r -ésimo vendrá dado por:

$$s_r[m] = s[mN + r]. \quad (2.4)$$

para $0 \leq r \leq N - 1$ y $0 \leq m \leq N_s/N - 1$, siendo N_s el número de símbolos a la salida del codificador de constelación ($N_s = N_b$ para BPSK y $N_s = N_b/2$ para QPSK y $\pi/4$ -QPSK).²

El segundo bloque (IFFT) recibe la información de los N sub-canales, que se corresponden con otras tantas sub-portadoras situadas en frecuencias equiespaciadas, y genera la señal en el dominio del tiempo de manera eficiente mediante una transformada inversa rápida de Fourier (“Inverse Fast Fourier Transform”, IFFT):

$$x_r[m] = \frac{1}{N} \sum_{\ell=0}^{N-1} s_\ell[m] e^{j2\pi\ell r/N}, \quad (2.5)$$

para $0 \leq r \leq N - 1$ y $0 \leq m \leq N_s/N - 1$. Nótese que este proceso en general dará lugar a señales $x_r[m]$ complejas aún cuando $s_r[m]$ sean

²Asumimos que N_s/N es un número entero. En caso contrario, habría que tomar su parte entera aproximada por arriba, $\lceil N_s/N \rceil$, rellenando los símbolos que faltan con ceros.

símbolos reales para todos los sub-canales, como ocurre en el caso de BPSK.

Para finalizar, el último bloque (P/S) actúa como un multiplexor, leyendo las N salidas de la IFFT de forma consecutiva para generar la salida, de modo que:

$$x[n] = x[mN + r] = x_r[m] \quad (2.6)$$

para $0 \leq n \leq N_s - 1$, $0 \leq r \leq N - 1$ y $0 \leq m \leq N_s/N - 1$.

2.2.2. Canal

El canal que utilizaremos a lo largo del proyecto es un simple canal de ruido aditivo, blanco y gaussiano (AWGN). No se han considerado diferentes tipos de canales más sofisticados, porque este no es el objetivo del proyecto y no es relevante para el mismo, puesto que el objetivo principal es comparar técnicas de reducción de la PAPR en OFDM.

La relación entrada-salida del canal AWGN se muestra en la Figura 2.4

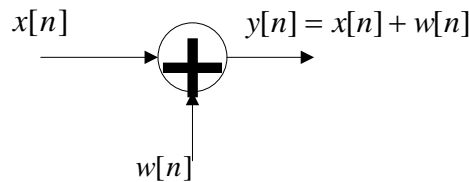


Figura 2.4: Canal AWGN.

Como se puede observar, tenemos la señal proporcionada por el modulador OFDM, $x[n]$, que entra en el canal y se suma con otra una señal, $w[n]$, que representa el ruido que se le añade a lo largo de la transmisión. Este ruido es independiente de la señal de entrada, blanco y con amplitud distribuida de acuerdo con una gaussiana de media nula y varianza σ_w^2 . La señal que resulta de pasar por el canal AWGN, $y[n]$, consiste simplemente en la suma de la señal transmitida y la señal de ruido:

$$y[n] = x[n] + w[n]. \quad (2.7)$$

Nótese que, al ser la señal transmitida una señal compleja, el ruido añadido también será complejo, afectando tanto a la señal en fase (parte real) como en cuadratura (parte imaginaria). Esto es, en realidad se generan $\Re\{w[n]\} \sim \mathcal{N}(0, \sigma_w^2)$ e $\Im\{w[n]\} \sim \mathcal{N}(0, \sigma_w^2)$ de manera independiente, tanto para el codificador de constelación BPSK como para QPSK o $\pi/4$ -QPSK.

2.2.3. Receptor

El diagrama de bloques del receptor OFDM, mostrado en la Figura 2.5, es el dual del transmisor, mostrado en la Figura 2.1, y se compone de los siguientes bloques:

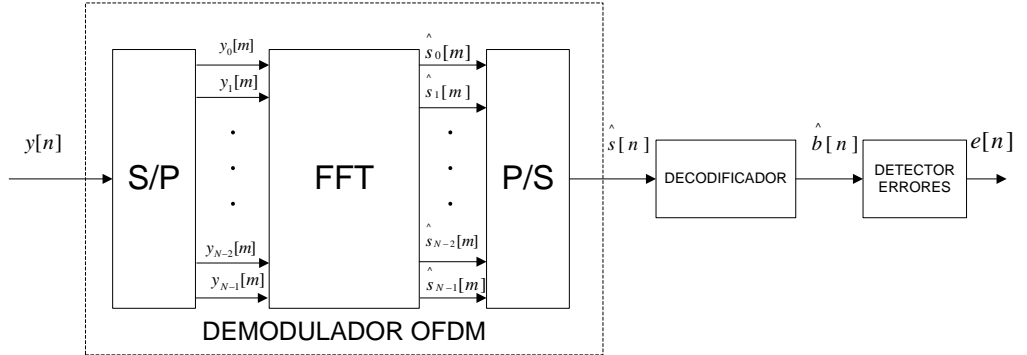


Figura 2.5: Diagrama de bloques del receptor OFDM.

- **DEMODULADOR OFDM:** Como podemos observar en la Figura 2.6, el demodulador OFDM está compuesto por tres bloques básicos: conversor serie/paralelo (S/P), transformada directa rápida de Fourier (FFT) y conversor paralelo/serie (P/S).

El primer bloque (S/P) actúa, al igual que en el modulador OFDM, como un demultiplexor. De tal forma que el símbolo m -ésimo del canal r -ésimo vendrá dado por:

$$y_r[m] = y[mN + r], \quad (2.8)$$

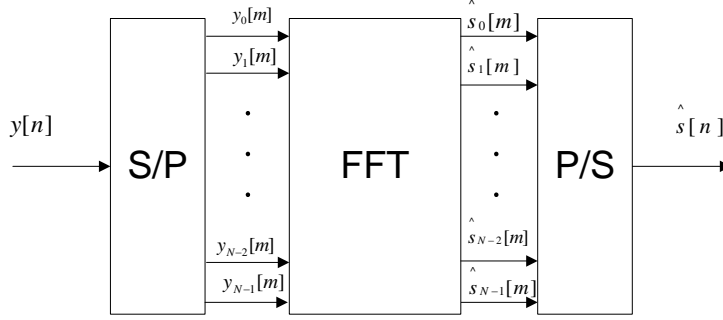


Figura 2.6: Demodulador OFDM.

para $0 \leq r \leq N - 1$ y $0 \leq m \leq N_s/N - 1$.

El segundo bloque (FFT) separa la información de los N sub-canales frecuenciales, que está distribuida entre todas las muestras de la señal temporal, efectuando la transformada rápida de Fourier (“Fast Fourier Transform”, FFT). La señal resultante en el dominio de la frecuencia es

$$\hat{s}_r[m] = \sum_{\ell=1}^{N-1} y_\ell[m] e^{-j2\pi\ell r/N}, \quad (2.9)$$

para $0 \leq r \leq N - 1$ y $0 \leq m \leq N_s/N - 1$.

Para concluir el demodulador OFDM, el último bloque (P/S) se encarga de la función de multiplexado, tomando las N salidas de la FFT para generar la salida final del siguiente modo:

$$\hat{s}[n] = \hat{s}[mN + r] = \hat{s}_r[m], \quad (2.10)$$

para $0 \leq n \leq N_s - 1$, $0 \leq r \leq N - 1$ y $0 \leq m \leq N_s/N - 1$

- **DECODIFICADOR DE CONSTELACIÓN:** La codificación usada en la transmisión ha de ser tomada en cuenta en el receptor para la transformación de la secuencia recibida en la trama final de datos decodificados. Para ello, en cada codificación utilizada (BPSK, QPSK estándar y $\pi/4$ -QPSK), se ha tenido en cuenta su constelación para

decidir el símbolo correspondiente tomando la parte real e imaginaria de cada uno de ellos y, una vez conseguido el símbolo, su posterior decodificación o transformación a la secuencia de bits correspondiente. En primer lugar, para el caso de BPSK el estadístico suficiente que nos proporciona toda la información necesaria para decodificar es [7]:

$$\hat{z}[n] = (1 + \hat{s}[n])/2. \quad (2.11)$$

A partir de $\hat{z}[n]$, el decisor óptimo (desde el punto de vista de minimizar la tasa de errores) viene dado por la siguiente relación:

$$\hat{b}[n] = \begin{cases} 0, & \hat{z}[n] < 0; \\ 1, & \hat{z}[n] > 0. \end{cases} \quad (2.12)$$

En el caso de QPSK, el estadístico suficiente es la relación angular entre las componentes en fase y cuadratura (esto es, entre las partes real e imaginaria) de la señal recibida:

$$\hat{\theta}[n] = \arctan \left(\frac{\Im\{\hat{s}[n]\}}{\Re\{\hat{s}[n]\}} \right). \quad (2.13)$$

Utilizando esta relación angular, el decisor óptimo resulta

$$[\hat{b}[2n] \ \hat{b}[2n+1]] = \begin{cases} [00], & \hat{\theta}[n] < \pi/4 \text{ ó } \hat{\theta}[n] > 7\pi/4; \\ [01], & \pi/4 < \hat{\theta}[n] < 3\pi/4; \\ [10], & 3\pi/4 < \hat{\theta}[n] < 5\pi/4; \\ [11], & 5\pi/4 < \hat{\theta}[n] < 7\pi/4. \end{cases} \quad (2.14)$$

Por último, la codificación $\pi/4$ -QPSK puede decodificarse teniendo en cuenta que se trata de dos codificaciones BPSK independientes para el canal en fase y el canal en cuadratura. En consecuencia, en este caso necesitamos dos estadísticos suficientes:

$$\hat{z}_I[n] = \frac{(1 + \Re\{\hat{s}[n]\})}{2}, \quad (2.15)$$

$$\hat{z}_Q[n] = \frac{(1 + \Im\{\hat{s}[n]\})}{2}. \quad (2.16)$$

A partir de $\hat{z}_I[n]$ y $\hat{z}_Q[n]$, los decisores óptimos vienen dados por expresiones similares a (2.12):

$$\hat{b}[2n] = \begin{cases} 0, & \hat{z}_I[n] < 0; \\ 1, & \hat{z}_I[n] > 0. \end{cases} \quad (2.17)$$

$$\hat{b}[2n+1] = \begin{cases} 0, & \hat{z}_Q[n] < 0; \\ 1, & \hat{z}_Q[n] > 0. \end{cases} \quad (2.18)$$

- **DETECTOR DE ERRORES:** Bloque que coge la secuencia de información obtenida a la salida del decodificador para determinar la probabilidad de error, esto es, cuántos fallos hemos cometido en la información recibida con respecto a la original. Se trata simplemente de comparar $b[n]$ con $\hat{b}[n]$ y marcar un error ($e[n]=1$) cuando son distintos:

$$e[n] = \begin{cases} 1, & b[n] \neq \hat{b}[n]; \\ 0, & b[n] = \hat{b}[n]. \end{cases} \quad (2.19)$$

2.3. OFDM: Ventajas y Desventajas

Las ventajas y desventajas más importantes de los sistemas implementados con modulación y demodulación OFDM son las que se enumeran en las dos secciones siguientes.

2.3.1. Ventajas

- OFDM proporciona una gran **flexibilidad** a la hora de configurar la tasa binaria (usando diferentes codificadores de constelación para cada portadora), el ancho de banda y la forma del espectro (activando y desactivando portadoras).
- OFDM permite mitigar el problema del **multitrayecto**. Para un determinado ancho de banda, la complejidad de una igualación basada en un sistema OFDM aumenta logarítmicamente con el aumento del ancho multitrayecto del canal, en comparación con un incremento lineal de la complejidad de los igualadores para sistemas de una sola portadora [4].
- En canales de **variación lenta con el tiempo**, usando OFDM es posible alcanzar una velocidad de transmisión cercana a la capacidad del canal. Esto se consigue adaptando la velocidad por subportadora de acuerdo con la SNR para cada subportadora, tal y como se hace por ejemplo en ADSL.
- OFDM es robusto contra la **interferencia** entre símbolos, porque esta interferencia afecta sólo a un pequeño porcentaje de las subportadoras, siempre que se haga uso del llamado prefijo cíclico, que se describirá en la Sección 2.4.
- OFDM permite el despliegue de **redes de frecuencia única** [4].

2.3.2. Desventajas

- OFDM es más sensible a los ruidos de fase y al “offset” de frecuencias, ya que la complejidad de un transceptor OFDM es superior a la de un sistema monoportadora. Esto ocurre especialmente en canales cuya función de transferencia varíe mucho con la frecuencia y haya que aumentar mucho el número de sub-portadoras para acercarse a la capacidad del canal.
- OFDM típicamente genera señales de salida con una elevada relación entre la potencia de pico instantánea y la potencia media (PAPR). Esto es un problema grave a la hora de diseñar los amplificadores de potencia y los conversores A/D y D/A. Para paliar este efecto negativo existen múltiples técnicas de reducción de la PAPR, que se describirán en el Capítulo 3

2.4. Prefijo Cíclico

La ortogonalidad de las subportadoras en OFDM puede ser mantenida completamente mediante la FFT/IFFT en el receptor cuando no aparecen interferencias entre símbolos (ISI) ni interferencias entre portadoras (ICI). En la práctica esto sólo ocurre cuando el canal de transmisión es plano en frecuencia (esto es, su respuesta al impulso es una delta de Dirac), algo que no es habitual en los sistemas reales. Una posible solución a estos problemas sería incrementar la duración del símbolo o simplemente aumentar el número de subportadoras para que la distorsión se haga mucho más pequeña [4]. Otra manera sencilla de prevenir la interferencia se denomina “prefijo cíclico”, y permite evitar la interferencia entre símbolos y la interferencia entre portadoras siempre que su longitud sea mayor o igual que la de la respuesta al impulso del canal.

Como podemos ver en las Figuras 2.7 y 2.8, el diagrama de bloques con el prefijo cíclico consiste simplemente en incluir un bloque, tanto en la parte del modulador como en la del demodulador OFDM con respecto al original. El procedimiento seguido en el transmisor (Figura 2.7) consiste simplemente en replicar las últimas N_c muestras de salida del bloque IFFT, transmitiéndolas antes del resto de muestras de información, de tal modo que,

$$x'_r[m] = \begin{cases} x_{N-N_c+r}[m], & 0 \leq r \leq N_c - 1; \\ x_{r-N_c}[m], & N_c \leq r \leq M - 1; \end{cases} \quad (2.20)$$

siendo $M = N + N_c$ el número total de muestras después de la inserción del prefijo cíclico. En el receptor (Figura 2.8), dichas muestras se descartan antes del bloque FFT, de modo que el resto de bloques son idénticos a los de la Figura 2.5.

Para aclarar el funcionamiento del prefijo cíclico, veamos un ejemplo en el cual se envía una señal, de modo que, tras pasar por un canal con respuesta al impulso $h[n]$, la señal resultante es la siguiente:

$$y[n] = x[n] * h[n] + w[n].$$

Supongamos que $h[n]$ está definida por la siguiente expresión, conformada por dos funciones delta:

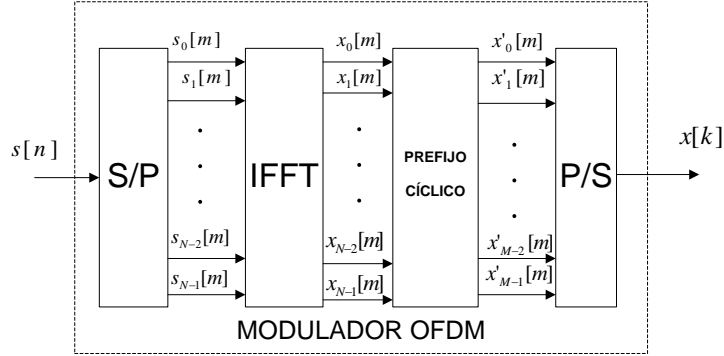


Figura 2.7: Modulador OFDM con prefijo cíclico

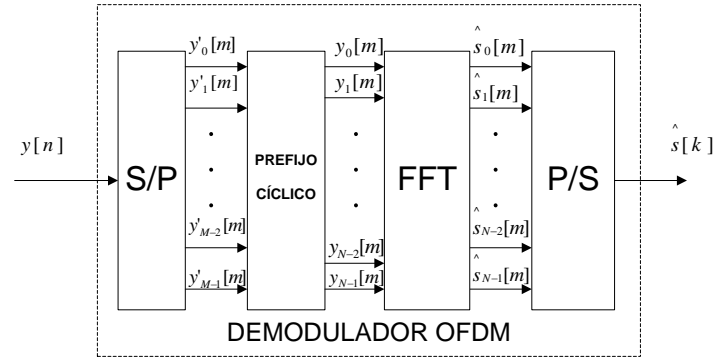


Figura 2.8: Demodulador OFDM con prefijo cíclico

$$h[n] = \delta[n] + 0,8\delta[n - 1].$$

La señal resultante de esa convolución es la siguiente:

$$y[n] = x[n] + 0,8x[n - 1] + w[n].$$

Por lo tanto, la señal recibida estará compuesta por la señal original más esa misma señal escalada en amplitud y desplazada una muestra, lo que provocará interferencia entre los símbolos. Por ello se genera el prefijo cíclico, de manera que haya un prefijo conocido entre ambas señales que se pueda eliminar para que no exista esta interferencia entre los símbolos y no se solape la información relevante de esos símbolos, como podemos observar con más detalle en la Figura 2.9.

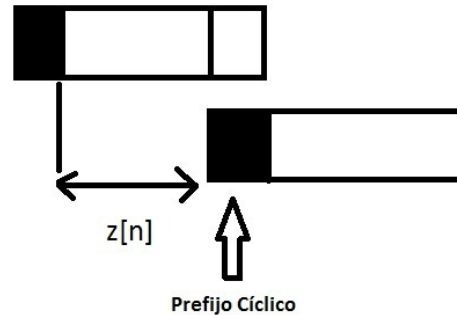


Figura 2.9: Prefijo Cíclico

Nótese que para el canal considerado (canal AWGN) no habría necesidad de insertar un prefijo cíclico. Sin embargo, dado que su presencia puede afectar al parámetro de interés (la PAPR), a lo largo del Proyecto Fin de Carrera consideraremos sistemas tanto con prefijo como sin él.

2.5. Discusión

En este capítulo hemos revisado en profundidad un sistema de comunicaciones con modulación OFDM. Se han detallado los diagramas de bloques del transmisor y el receptor, explicando el funcionamiento de cada uno de sus principales elementos. Hemos mencionado la utilidad en diversos campos de telecomunicaciones de esta modulación y se han estudiado sus diferentes ventajas y desventajas, resultando de una de ellas (la PAPR) la fuente de estudio para el siguiente capítulo.

Por tanto, como conclusión, la utilización de OFDM supone una mejora para las nuevas tecnologías del mundo de las telecomunicaciones, pero a su vez genera una problemática, puesto que aparecen nuevos inconvenientes (la alta PAPR) y distorsiones en la señal (interferencia entre portadoras).

Capítulo 3

Técnicas de reducción de la PAPR

3.1. Introducción

Como ya se ha visto en el capítulo anterior, uno de los principales inconvenientes de OFDM es su elevada PAPR (“Peak-to-Average Power Ratio”), el cociente entre la potencia de pico y la potencia media de la señal transmitida, puesto que reduce la eficiencia de esta modulación. Afortunadamente, en la actualidad existen multitud de técnicas de reducción de la PAPR que consiguen que mejoren mucho las prestaciones de la modulación OFDM. En este capítulo se van a describir brevemente algunos de los principales algoritmos de reducción de la PAPR en OFDM. En primer lugar, describiremos con mayor profundidad la PAPR en la Sección 3.2. Tras explicar los motivos que conducen a una PAPR elevada y lo que implica para OFDM, en cada una de las secciones siguientes se presentarán diversas técnicas para la reducción de la PAPR. Primero, se describirán los métodos de “Clipping” y Filtrado en la Sección 3.3. En la siguiente sección se analizará la técnica de Codificación y tras esta la técnica PTS (“Partial Transmit Sequence”) en la Sección 3.5. Posteriormente hablaremos en la Sección 3.6 de la técnica denominada “Selective Mapping” (SLM). A continuación, analizaremos en la Sección 3.7 la técnica del entrelazado o “interleaving”. En la siguiente Sección 3.8, comentaremos la técnica de Reserva e Inyección de tonos, para finalmente terminar con la Sección 3.9, en la que se habla de la técnica de extensión de la constelación activa. Cabe mencionar que existen muchas más técnicas de reducción de la PAPR, pero hemos seleccionado algunas de las más importantes. Como

en todos los capítulos, finalizaremos con las conclusiones del mismo en la Sección 3.10

3.2. PAPR

La PAPR se define como la relación entre la potencia de pico y la potencia media de una señal. Matemáticamente, si se dispone de N_m muestras de una señal, $x[n]$ con $0 \leq n \leq N_m-1$, la potencia de pico viene dada por

$$P_{max} = \max |x[n]|^2, \quad (3.1)$$

mientras que la potencia media se define como

$$\bar{P} = \frac{1}{N_m} \sum_{n=0}^{N_m-1} |x[n]|^2. \quad (3.2)$$

En consecuencia, la PAPR resulta finalmente

$$PAPR = \frac{P_{max}}{\bar{P}} = \frac{\max |x[n]|^2}{\frac{1}{N_m} \sum_{n=0}^{N_m-1} |x[n]|^2}. \quad (3.3)$$

Para modulaciones de módulo constante, como M-PSK o M-FSK, la PAPR tomará un valor pequeño y fijo independientemente de la información de transmisión. Para otras modulaciones monoportadora de módulo no constante, como M-QAM, la PAPR dependerá de la información a transmitir, pero también tomará valores pequeños. Sin embargo, como una señal OFDM consta de un número potencialmente grande de subportadoras distribuidas independientemente, puede dar lugar a una gran PAPR cuando éstas se suman coherentemente. Es bien conocido que, cuando N señales son sumadas con la misma fase, producen una potencia de pico que puede llegar a ser N veces la potencia media [8]. En consecuencia, para una modulación OFDM con N portadoras se puede llegar a tener $PAPR = N$, que puede ser un valor muy elevado si se usan valores altos de N (por ejemplo, $N=8192$ como ocurre en DVB-T [6]).

Una PAPR grande tiene dos desventajas principales:

- El compromiso (“trade off”) necesario entre el rango dinámico y la tasa de recorte (“clipping”) de los conversores A/D y D/A. Por un lado, seleccionar su rango dinámico en base a la potencia de pico supone desaprovechar gran parte del mismo durante la mayor parte del tiempo y conlleva un mayor ruido de cuantificación. Por otro lado, seleccionarlo en base a la potencia media supone una elevada tasa de recorte, que puede provocar distorsiones importantes en las señales transmitida y recibida.
- La reducción de la eficiencia del amplificador de potencia, ya que su punto de trabajo no puede fijarse directamente a partir de la potencia media de la señal transmitida, sino que es necesario hacer un “back-off” (esto es, reducir la capacidad de amplificación) para evitar distorsiones no lineales importantes en los picos de la señal.

Existen numerosos métodos de reducción de la PAPR. Entre las técnicas de reducción más importantes se encuentran [2, 1]:

1. “Clipping” y Filtrado: Recorta la señal, utilizando un limitador blando o duro con un cierto umbral A predeterminado.
2. Codificación: Selecciona la codificación de bits que consiguen una mayor reducción de la PAPR.
3. PTS (“Partial Transmit Sequence”): Divide la secuencia de bits en subbloques, realizando una posterior optimización con cada uno de los subbloques, de manera que, cuando se vuelvan a unir los subbloques, se haya producido una mejora en cuanto a la PAPR.
4. SLM (“Selective Mapping”): Selecciona la secuencia de bits que menor PAPR genera mediante una elección consistente en la multiplicación de porciones de señal por diferentes fases.
5. Entrelazado: Reduce la PAPR mediante el uso de un entrelazador previo a la modulación.
6. Reserva de tonos: Selecciona una serie de tonos (generalmente aleatoriamente o en base a su capacidad de transmisión), los cuales se reservan para optimizar la señal.
7. Inyección de tonos: En este caso se suman tonos a la constelación de bits para de esta manera mejorar la PAPR extendiendo la constelación para que se vea menos afectada la señal por señales fuera de la constelación.

8. ACE (“Active Constellation Extension”): Similar a la inyección de tonos, pero de forma dinámica.

Cada una de las técnicas enumeradas anteriormente tiene su particularidad y su modo de funcionamiento. Para decidir si una técnica es más o menos eficiente que otra y para analizar cada una de las técnicas hay que tener en cuenta una serie de factores, que son los que van a marcar la diferencia entre ellas [1]:

- En primer lugar, se debe tener en cuenta **la capacidad de reducir la PAPR**. Este es el factor más importante, debido a que estas técnicas están pensadas para ello. Sin embargo, hay que tener especial cuidado de no dañar la información a transmitir por querer reducir demasiado la PAPR, tanto que recibamos una señal muy distorsionada en el receptor.
- **Aumento de la potencia media en la señal transmitida**. Este factor es importante, puesto que en algunas técnicas se requiere más potencia media en la señal transmitida para poder llevar a cabo una reducción de la PAPR, y eso es importante a la hora de cumplir con los requisitos de un estándar de comunicaciones.
- **El aumento de la probabilidad de error de bit en el receptor** y el aumento de la potencia media para compensar este efecto.
- **La pérdida de velocidad de datos**. Muchas de las técnicas de reducción de la PAPR conllevan una reducción de la velocidad de datos efectiva, debido a que el transmisor debe de informar al receptor de las modificaciones realizadas en la señal original, lo que supone insertar información de control en la señal transmitida.
- Por último, **la complejidad computacional**, puesto que algunas técnicas necesitan muchas iteraciones para que la reducción converja exitosamente. Generalmente cuanto más compleja sea la técnica mejor tasa de reducción de la PAPR tendrá, pero mayor será la dificultad para su implementación práctica.

Además de las anteriores consideraciones, hay que tener en cuenta que el tipo de dispositivos utilizados y cada uno de los bloques que intervienen en cada una de las técnicas también son factores importantes para la reducción de la PAPR. En las siguientes secciones se van a detallar con mayor profundidad cada una de las técnicas de reducción de la PAPR mencionadas.

3.3. “Clipping” y Filtrado

Una de las técnicas más clásicas y sencillas a la hora de reducir la PAPR es la técnica de “clipping” o recorte, la cual, como su propio nombre indica, consiste en recortar la señal a transmitir fijando un cierto valor de amplitud máximo. Desafortunadamente, el recorte de la señal produce distorsión no lineal tanto dentro como fuera de la banda de transmisión. Para paliar este efecto se suele introducir una etapa de filtrado tras el recorte, que puede reducir la radiación fuera de banda, pero a su vez crear algún problema de recrecimiento de los picos, provocando que la amplitud máxima supere el valor que se eligió de recorte. Para reducir los recrecimientos generales de la señal tras el “clipping” se suelen realizar varias iteraciones del proceso de “clipping” y filtrado, llevando a cabo esta operación en varias ocasiones hasta que se consigue el valor deseado de amplitud máxima [9]. En la Figura 3.1 podemos observar el diagrama de bloques asociado a esta técnica.

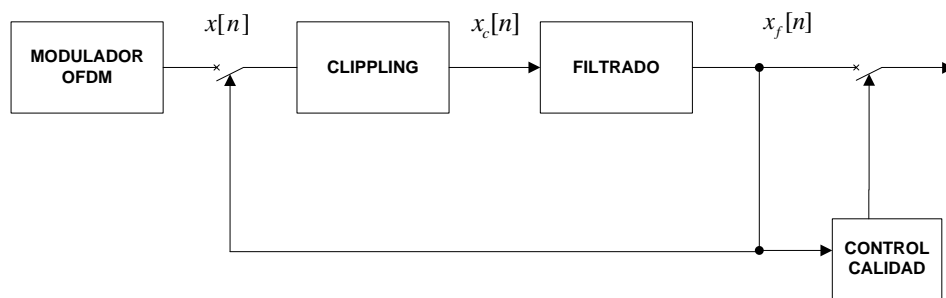


Figura 3.1: “Clipping” y Filtrado de una Señal OFDM.

Por otra parte, es cierto que realizar demasiadas iteraciones de recorte y filtrado puede producir efectos dañinos en la información a transmitir. Para mitigar esos efectos se puede aplicar el siguiente procedimiento [1]:

- Realizar el recorte tomando las decisiones en el dominio de la frecuencia [9], para luego pasar la señal al dominio del tiempo.
- Reconstruir la señal y las muestras recortadas con muestras ampliadas de la misma señal, generadas usando algún tipo de interpolación [9].

Las ventajas de esta técnica son:

- La **facilidad para reducir la PAPR**, puesto que con poco recorte de la señal se consigue una buena reducción de la PAPR. Sin embargo, al recortar la señal se pierde información original para poder reconstruirla en el receptor.
- **Sencillez de implementación**, dado que se realiza de una manera muy fácil la reducción, siendo considerablemente menor la complejidad computacional en comparación con otras técnicas, ya que sólo se trata de recortar la señal por encima de un umbral A determinado.

Desafortunadamente, esta técnica presenta una desventaja importante:

- Tanta facilidad para reducir la PAPR con recorte puede traducirse en **distorsión** dentro y fuera de la banda de radiación de la señal. Esa distorsión conlleva un aumento de la BER, que en ocasiones puede no compensar la reducción de PAPR obtenida.

3.4. Codificación

Un segundo tipo de métodos que pueden ser utilizados para reducir la PAPR es la codificación. Esta clase de técnicas de reducción de la PAPR están basadas en seleccionar las secuencias que generen un nivel bajo de la PAPR, buscando como objetivo no transmitir aquellas secuencias que tengan picos de potencia elevados en el dominio del tiempo. La idea básica consiste en codificar las secuencias con los datos a enviar. Esto es, se eligen de cierta manera las secuencias a enviar, seleccionando únicamente aquellas secuencias que tengan un menor valor de PAPR. En la Figura 3.2 se muestra el diagrama de bloques asociado a la técnica de Codificación.

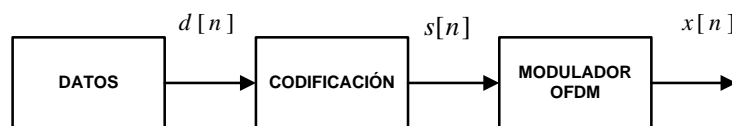


Figura 3.2: Diagrama de bloques de la técnica de codificación.

Para ver como funciona esta técnica, considérese el ejemplo de la Tabla 3.1, en la que se utiliza un sistema con sólo 3 portadoras y modulación BPSK [1].

Tabla 3.1: Ejemplo de uso de la técnica de Codificación [1]

Secuencias	PAPR(dB)	Código
[1,1,1]	2.3	(0 0)
[1,1,-1]	6.0	NO
[1,-1,1]	3.7	NO
[1,-1,-1]	2.3	(0 1)
[-1,1,1]	6.0	NO
[-1,1,-1]	3.7	NO
[-1,-1,1]	2.3	(1 0)
[-1,-1,-1]	2.3	(1 1)

Como puede verse en la Tabla 3.1, hay cuatro secuencias ([1,1,1],[1,-1,-1],[-1,-1,1],[-1,-1,-1]) que tienen un valor menor de PAPR (2.3 dB) que el resto. La técnica de codificación seleccionará esas cuatro secuencias que tienen menor PAPR, utilizándolas para transmitir la información deseada (únicamente 2 bits) y descartando el resto de secuencias, que darían lugar a valores superiores de la PAPR.

Supongamos ahora que se desea transmitir la trama [0 0 1 1 1 0 0 1]. Esta trama se partiría en cuatro bloques de dos bits ([0,0], [1,1], [1,0] y [0,1]), que a la salida del codificador se convertirían en las secuencias [1,1,1], [-1,-1,-1], [-1,-1,1] y por último [-1,-1,1].

Por lo tanto, para llevar a cabo este sistema hace falta clasificar las secuencias, codificar los datos y enviar información al receptor para su correcta decodificación. Estos dos últimos procesos implican una pérdida de eficiencia en la tasa de transmisión. Además, el uso de esta técnica está limitado a sistemas multiportadora con un pequeño número de sub-portadoras, ya que se necesita un exhaustivo proceso de búsqueda de las secuencias con baja PAPR, que no es viable en sistemas con un elevado número de sub-portadoras. Esta última desventaja provoca que se trate de una técnica poco interesante y apenas usada en los sistemas de comunicaciones actuales.

3.5. PTS

La técnica PTS (“Partial Transmit Sequence”) consiste en introducir un bloque de entrada de N símbolos y dividirlo en M subbloques. Sobre cada

uno de estos subbloques se lleva a cabo una IFFT, convirtiendo las señales del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo. Posteriormente, cada uno de estos bloques se multiplicará por una constante b_m ($1 \leq m \leq M$), que variará de cierta manera la fase y amplitud de cada uno de los sub-bloques. Estas constantes se encuentran mediante un proceso de optimización complejo, que busca la minimización de la PAPR. Una vez realizada la multiplicación por los factores finales seleccionados se suman las salidas de todos los bloques, generando la secuencia final que va a ser transmitida. En la Figura 3.3 se muestra un diagrama de bloques ilustrativo del proceso seguido en PTS.

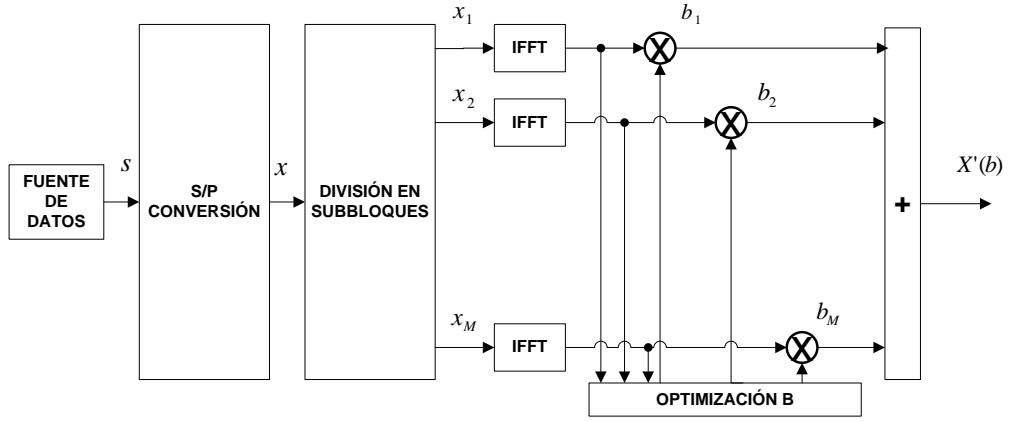


Figura 3.3: Diagrama de bloques PTS [1].

A modo de ejemplo, considérese un caso en el que se dispone de $N = 8$ subportadoras que se subdividen en $M = 4$ bloques compuestos por dos portadoras consecutivas cada uno. Si tenemos una secuencia de información a transmitir, $x = [1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, -1]$, entonces los 4 bloques resultantes serían:

$$x_1 = [-1, -1, 0, 0, 0, 0, 0, 0]$$

$$x_2 = [0, 0, 1, -1, 0, 0, 0, 0]$$

$$x_3 = [0, 0, 0, 0, 1, -1, 0, 0]$$

$$x_4 = [0, 0, 0, 0, 0, 0, -1, -1]$$

Sobre cada uno de estos bloques se llevaría a cabo una IFFT y se buscaría el conjunto de constantes óptimas que reduzcan la PAPR de la señal conjunta final. Desafortunadamente, la técnica PTS presenta como desventaja principal el aumento exponencial de la **complejidad** del transmisor con el número de sub-bloques, debido fundamentalmente a la etapa de optimización. Para reducir la complejidad de la búsqueda, varias técnicas han sido sugeridas. La más conocida y utilizada es la que calcula la PAPR tras cada iteración

y para en cuanto esta se encuentra por debajo de un umbral establecido anteriormente, lo cual consigue que se reduzca el número de iteraciones [1].

En cuanto a su ventaja principal, se trata de un método muy **eficiente** a la hora de reducir la PAPR, consiguiendo buenas tasas de reducción de la PAPR con alguna de las numerosas técnicas para la reducción de su coste computacional desarrolladas [1].

3.6. SLM

La técnica SLM (“Selective Mapping”) consiste en que el transmisor genera diferentes candidatos de bloques de datos, todos representando la misma información que el bloque de datos original, y selecciona el más favorable para la transmisión. En la Figura 3.4 se puede ver un diagrama de bloques de la técnica SLM.

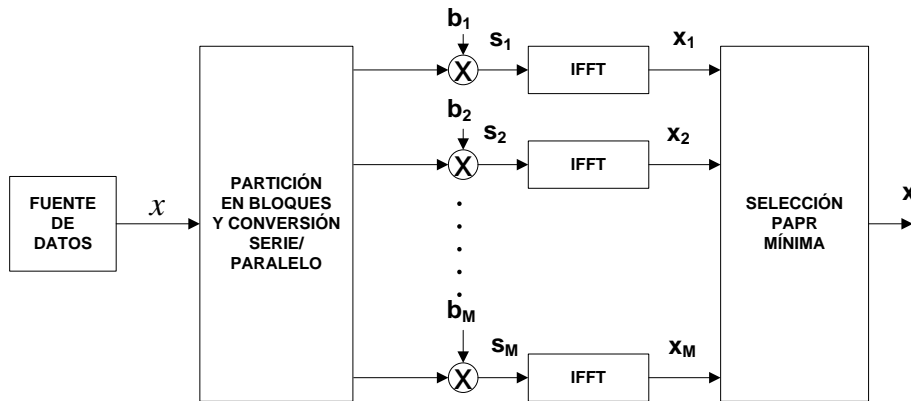


Figura 3.4: Diagrama de bloques SLM [2].

El proceso que se observa en el diagrama de bloques es el siguiente. En primer lugar, se replica la información a transmitir M veces. A continuación, cada bloque de datos es multiplicado por una secuencia de longitud N con una fase diferente, obteniéndose M bloques de datos modificados. Para incluir un bloque con los datos sin modificar lo que hacemos es añadir un vector \mathbf{b} (por ejemplo, \mathbf{b}_1) compuesto por un vector de unos de longitud N . Después de aplicar la IFFT, la señal multiportadora n -ésima resulta:

$$x_r(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} s_r(m) b_r(m) e^{j2\pi mn/N} \quad (3.4)$$

para $0 \leq n \leq N - 1$ y $1 \leq r \leq M$.

Por último, sobre los bloques de datos modificados transformados al dominio del tiempo, aquel con menor PAPR es el elegido para la transmisión. Obviamente, la información sobre la secuencia de fase seleccionada deberá ser transmitida al receptor como información de control. En el receptor se realiza la operación inversa para recuperar el bloque de datos original: se decodifica la información de control, se reconstruye el vector \mathbf{b} correspondiente y se usa para recuperar la información original.

En un principio, PTS y SLM pueden parecer técnicas muy similares. Sin embargo, nótese que en PTS típicamente se divide la señal en M sub-bloques que contienen únicamente la información de N/M sub-portadoras, mientras que en SLM se utiliza la señal completa en cada sub-bloque. Además, en PTS se lleva a cabo un proceso de optimización sobre los factores de fase de cada sub-bloque (escalares), mientras que las secuencias \mathbf{b} (vectores) suelen ser fijadas a priori en SLM.

Es importante reflejar el compromiso entre el coste computacional de la técnica SLM frente a la gran reducción de la PAPR posible. Como se comentaba anteriormente en PTS, cabe destacar como gran desventaja de la técnica SLM su **alto coste computacional**. Para su implementación, la técnica SLM necesita M operaciones de IFFT, y el número requerido de bits de información es $\log_2 M$ para cada bloque de datos. Como principal ventaja, esta aproximación es aplicable con todos los tipos de modulación y con cualquier número de subportadoras. Además, se trata de una técnica que es **muy eficiente** en cuanto a la reducción de la PAPR, aunque la tasa de reducción de PAPR depende en gran medida del número de secuencias de fase, M , así como del diseño de las mismas.

3.7. Entrelazado

La técnica del entrelazado es muy parecida a la técnica SLM. La principal diferencia es que, en este caso, en lugar de intentar reducir la PAPR de la señal multiportadora con secuencias de fase, lo que se intenta es reducirla con entrelazadores. Un entrelazador es un dispositivo que opera en un bloque de N símbolos y los reordena o los permuta. Por tanto, los entrelazados se usan

para producir K bloques de datos permutados a partir de un único bloque de datos. Al igual que en SLM, la PAPR de $K - 1$ bloques de datos permutados y la del bloque de datos original son calculadas usando K operaciones de transformada inversa de Fourier, y el bloque de datos con menor PAPR es el elegido para la transmisión. Para recuperar la señal original, el receptor sólo necesita saber qué entrelazador fue usado para la transmisión. Por consiguiente, tanto transmisor como receptor almacenan los índices de permutación en la memoria. El diagrama de bloques correspondiente a esta técnica es el mostrado en la Figura 3.5.

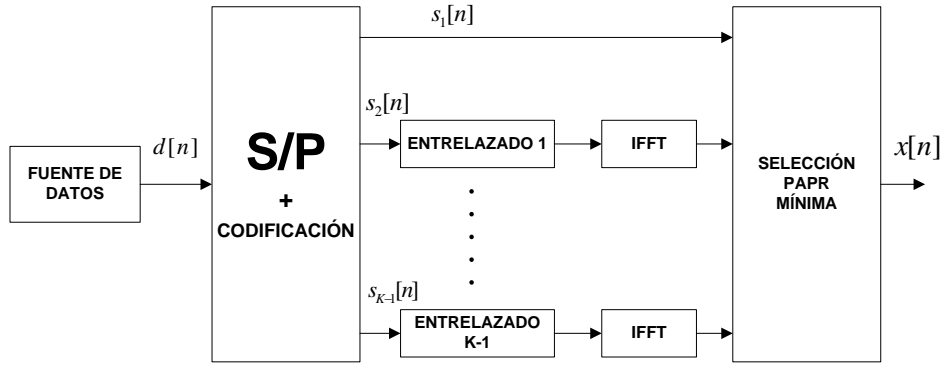


Figura 3.5: Diagrama de bloques correspondiente al método de entrelazado.

Al tratarse de una técnica muy similar a SLM, sus desventajas y ventajas son esencialmente las mismas: gran potencial de reducción de la PAPR a costa de un notable incremento de la complejidad. Nótese que esta técnica es una de las más simples de implementar, pero que la cantidad de PAPR reducida depende del número de entrelazadores y del diseño de los mismos.

3.8. Reserva e Inyección de tonos

Inyección de tonos y reserva de tonos son dos técnicas eficientes de reducción de la PAPR de una señal multiportadora. Estos métodos están basados en añadir una señal en el dominio del tiempo dependiente del bloque de datos a la señal multiportadora original para reducir sus picos. Esta señal temporal debe poder ser calculada fácilmente en el transmisor y eliminada en el receptor. Esta sección se divide en dos subsecciones, cada una correspondiente a una técnica.

3.8.1. Reserva de tonos

Esta técnica consiste en reservar unas posiciones (tonos) dentro de la señal, que no se van a utilizar para transmitir información y cuyo contenido va a servir para tratar de eliminar los picos de la señal temporal generada por la parte de información [1]. El objetivo es encontrar la señal temporal que, añadida a la señal original en el dominio del tiempo, consiga que la PAPR se reduzca. De tal manera que el primer paso es la selección, aleatoria o dependiente de su capacidad de transmisión, del subconjunto de tonos de control. Haciendo uso de dicho sub-conjunto de tonos y fijando el resto a cero se generará otra señal, que se sumará a la señal original de tal forma que se cancelen los picos de PAPR y se realice una reducción de la misma.

A modo de ejemplo, supongamos una secuencia en la que se han reservado dos tonos, en concreto los tonos 3 y 6, de los $N=8$ existentes. En consecuencia, la señal de datos en el dominio frecuencial viene dada por

$$X = [s_1 \ s_2 \ 0 \ s_3 \ s_4 \ 0 \ s_5 \ s_6],$$

y la secuencia con los tonos reservados es

$$Z = [0 \ 0 \ c_1 \ 0 \ 0 \ c_2 \ 0 \ 0].$$

A continuación se les aplica la IFFT por separado a ambas secuencias, de tal manera que la señal transmitida resulta de sumar dos señales x y z :

$$y = IFFT\{X\} + IFFT\{Z\} = x + z \quad (3.5)$$

El método de reserva de tonos selecciona los valores de c_1 y c_2 que cancelan los picos de x , logrando de este modo una reducción de la PAPR. Esta técnica tiene como ventaja que se puede implementar fácilmente, ya que no presenta excesiva complejidad en su algoritmo. Como desventaja principal cabe resaltar la pérdida de eficiencia asociada a la reserva de tonos.

3.8.2. Inyección de tonos

La técnica de inyección de tonos consiste en sustituir un tono en la constelación básica (por ejemplo, QPSK o M-QAM) por un nuevo tono en una constelación expandida, lo cual es equivalente a la inyección de un tono de

una determinada frecuencia y fase en la señal multiportadora [1]. En resumen, la técnica consiste en aumentar el tamaño de la constelación original, de tal modo que los puntos (tonos) asignados a esta constelación sean transformados en su punto equivalente de la constelación expandida, diseñada con el fin de que se reduzca la PAPR sin incrementarse la BER.

El algoritmo llevado a cabo consiste en modificar la parte real e imaginaria de una señal, añadiéndoles un múltiplo entero de un valor real positivo, D , a ambas que reducirá la PAPR de la señal transmitida. El valor de D es conocido en el receptor, y debe ser al menos igual a la máxima distancia por eje de la constelación. Por ejemplo, en M-QAM con una constelación rectangular y distancia d entre símbolos consecutivos del mismo eje, $D \geq d\sqrt{M}$ para poder recuperar la señal original sin aumentar la tasa de errores.

Esta técnica es muy eficiente desde el punto de vista de reducción de la PAPR, pero presenta dos inconvenientes importantes por los cuales no se utiliza demasiado. En primer lugar, aumenta la potencia media de transmisión, y en segundo lugar introduce distorsión dentro de la banda de transmisión de la señal de información, lo cual puede llevar finalmente a un incremento de la BER, a pesar de escoger el valor de D para tratar de evitar este efecto.

3.9. Extensión de la constelación activa

Esta es una técnica similar a la descrita anteriormente de inyección de tonos en la cual se expandía la constelación original. Sin embargo, en el caso de la extensión de la constelación activa (“Active Constellation Extension”, ACE) lo que se hace es realizar una expansión dinámica de los puntos situados en los extremos de la constelación de la señal de salida, de tal forma que se consiga reducir la PAPR.

Tomando como ejemplo $\pi/4$ -QPSK [1] y observando la Figura 3.6, se puede comprobar que cada sub-portadora tiene 4 posibles puntos en la constelación, situados en cada uno de los cuadrantes del plano complejo y equidistantes de los ejes real e imaginario. Teniendo en cuenta que, para AWGN, las fronteras de decisión en el receptor se encuentran situadas en los ejes, si desplazamos cualquiera de los cuatro puntos por el interior del área delimitada por las líneas punteadas estamos manteniendo o reduciendo la tasa de errores y podemos también reducir la PAPR.

Respecto a las ventajas y desventajas de este método, nótese que la tasa de reducción de la PAPR se ve enfrentada con el aumento de la potencia de

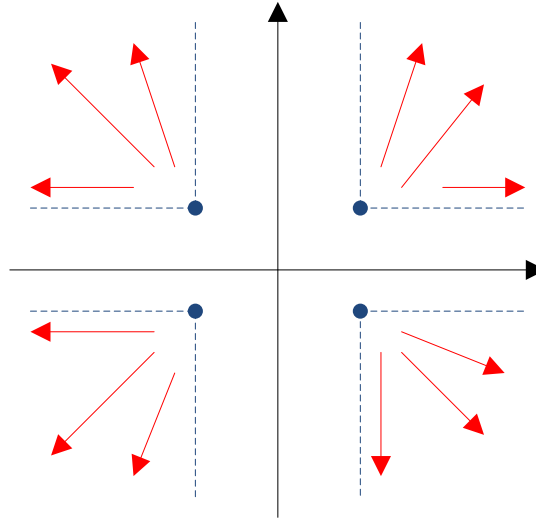


Figura 3.6: Diagrama de bloques correspondiente al método ACE para una modulación $\pi/4$ -QPSK: Constelación y regiones de movimiento válido de cada punto.

transmisión, debido a que se tiene que transmitir una constelación de mayor tamaño, y esto necesita mayor potencia.

3.10. Discusión

En este capítulo se ha definido matemáticamente en primer lugar la relación de potencia de pico a potencia media (PAPR) de una señal, indicándose los principales inconvenientes de una PAPR elevada en un sistema de comunicaciones digitales. A continuación, el resto del capítulo se ha dedicado a describir diferentes técnicas de reducción de la PAPR. Las principales conclusiones obtenidas son las siguientes:

- Las técnicas sencillas (como “clipping”) requieren la introducción de una **distorsión elevada** en la señal transmitida para reducir la PAPR.
- Algunas de las técnicas propuestas en la literatura (como codificación) no son implementables en la práctica debido a su **elevada complejidad**.

- En muchos casos (PTS, SLM o entrelazado por ejemplo) existe un **compromiso** entre la capacidad de reducción de la PAPR y el coste computacional.
- Varias de las técnicas (“clipping” y filtrado, inyección o reserva de tonos y ACE) pueden dar lugar a un **incremento de la potencia media transmitida** no deseado.
- Todas las técnicas (excepto “clipping”, inyección de tonos y ACE) requieren información de control que provoca una **reducción de la eficiencia de la transmisión**.

En conclusión, actualmente no existe una única técnica que se pueda considerar la mejor, debiendo elegirse la técnica apropiada en función de las características de la aplicación (número de portadoras, modulación, velocidad y tasa de error deseada) y los requisitos del sistema (reducción de la PAPR, distorsión tolerada, coste computacional, eficiencia y potencia media transmitida).

Capítulo 4

Algoritmos implementados

4.1. Introducción

En esta sección se van a explicar detalladamente cada uno de los algoritmos de reducción de la PAPR implementados en el proyecto. La estructura del capítulo es la siguiente. En primer lugar se definirán los distintos tipos de limitadores o recortadores utilizados con la técnica de “clipping” en la Sección 4.2. A continuación, en la Sección 4.3 se determinarán cada uno de los algoritmos empleados en la técnica “Selective Mapping” o SLM. Para concluir el capítulo, en la Sección 4.4 se presentará la discusión y conclusiones del mismo.

4.2. Clipping

4.2.1. Introducción

La técnica del recorte o “clipping” es una de las primeras técnicas que se utilizaron para reducir la PAPR, siendo además una de las más sencillas de implementar. En su versión más sencilla, que es la que se va a implementar, consiste simplemente en recortar la señal OFDM a partir de un valor de amplitud máxima o umbral. El diagrama de bloques del transmisor, modificado tras la inclusión del limitador, se muestra en la Figura 4.1. Como puede verse, la única modificación consiste en incluir un nuevo bloque tras el modulador OFDM que se encarga de recortar los picos de la señal que sobrepasen el umbral predeterminado, con el fin de reducir el valor máximo de la señal para

poder disminuir la PAPR. Cabe mencionar que esta técnica cuenta con la facilidad del tratamiento de la señal en el receptor, puesto que no se realiza ninguna modificación sobre la misma y simplemente se trabaja con la señal recortada.

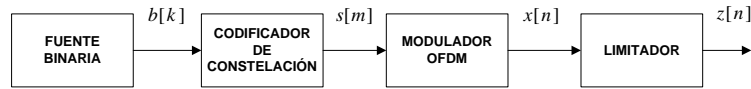


Figura 4.1: Diagrama de bloques del transmisor con limitador.

A pesar de la sencillez de esta técnica, también cuenta con una serie de factores que hacen que se deba tener especial cuidado con las situaciones en que aplicarla. En primer lugar, este recorte de los picos de la señal puede producir distorsión no lineal dentro de la banda de transmisión, de tal forma que se produce una degradación de la probabilidad de error. En segundo lugar, la distorsión no lineal aumenta el nivel de radiación fuera de banda, pudiendo aparecer una interferencia con otros usuarios o sistemas. Para reducir el nivel de la radiación fuera de banda se requiere un filtrado, que a su vez puede causar un recrecimiento de los picos. Sin embargo, dado que en este Proyecto Fin de Carrera no se consideran sistemas multiusuario, este efecto se ha ignorado, concentrándonos únicamente en el recorte y olvidándonos del filtrado¹.

En nuestro caso se ha decidido utilizar unos limitadores que realizan las funciones de recorte de dos maneras: una que llamamos recorte suave (“soft clipping”) y otra que denominamos recorte duro (“hard-clipping”) [2]. Ambos limitadores disponen de parámetros configurables que permiten ajustar el nivel de recorte según la PAPR final deseada y el grado de distorsión tolerable. En las siguientes secciones se describen los dos limitadores con detalle.

4.2.2. Limitador 1 (“Hard Clipping”)

El limitador más sencillo posible es el que denominamos **limitador 1**, que realiza un recorte duro (“Hard Clipping”), y cuya relación entrada-salida es la siguiente [2]:

¹Recuérdese que, independientemente de la presencia o no del limitador, en cualquier sistema de comunicaciones digitales siempre existe un filtro conformador previo a la transmisión.

$$z[n] = \begin{cases} x[n], & |x[n]| \leq A; \\ Ae^{j\theta[n]}, & |x[n]| > A; \end{cases} \quad (4.1)$$

donde $\theta[n]$ es la fase asociada a $x[n]$, es decir,

$$\theta[n] = \arctan \left(\frac{\Im\{x[n]\}}{\Re\{x[n]\}} \right), \quad (4.2)$$

siendo $\Im\{x[n]\}$ y $\Re\{x[n]\}$ la parte imaginaria y real de $x[n]$ respectivamente. Este limitador consiste en un recorte duro compuesto por una zona lineal de pendiente constante y otra de saturación: en la primera, la señal de salida coincide con la de entrada, mientras que en la segunda la amplitud viene fijada por el valor de saturación, A , pero se mantiene la fase de la señal de entrada. En la Figura 4.2.2 se muestran las relaciones entre los módulos y las fases de entrada y salida.

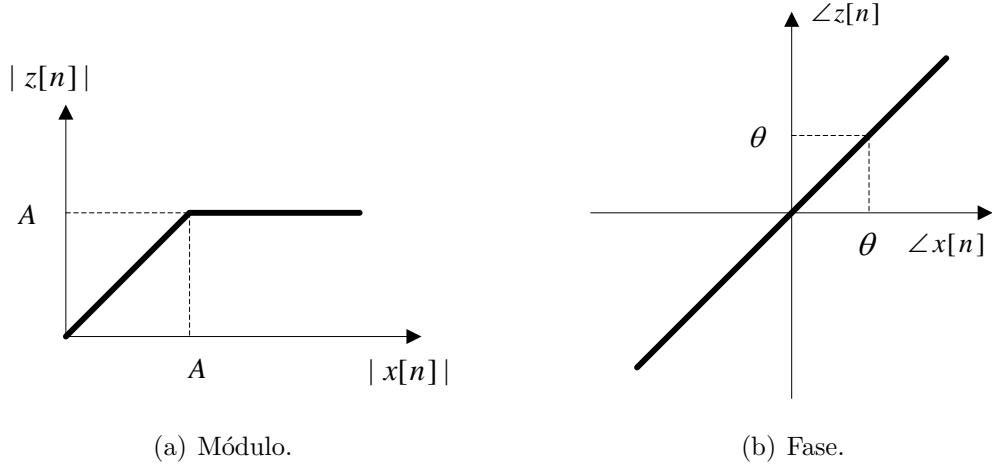
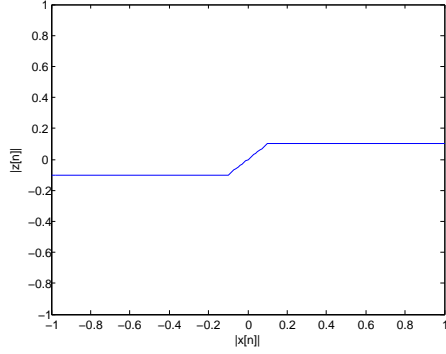
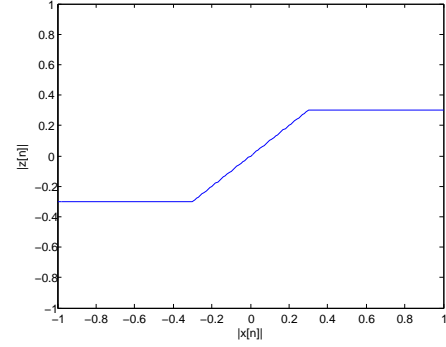


Figura 4.2: Relación Entrada-Salida para el limitador duro.

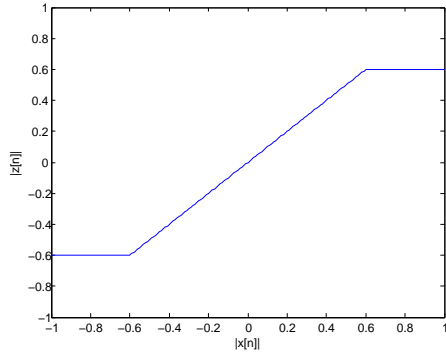
A continuación, en la Figura 4.3 se muestran varios ejemplos de limitadores para $0 < A \leq 1$. Como puede verse, cuanto menor sea el valor de A mayor recorte se producirá, mientras que al aumentar A estamos reduciendo el recorte de la señal de salida. En el límite, cuando $A = 1$ ya no se producirá ningún recorte, puesto que la señal está normalizada de tal modo que $|x[n]| \leq 1$.



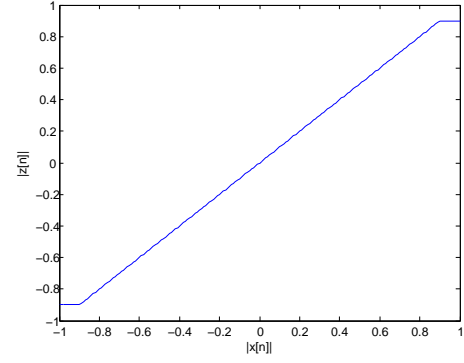
(a) Limitador 1 (A=0.10).



(b) Limitador 1 (A=0.30).



(c) Limitador 1 (A=0.60).



(d) Limitador 1 (A=0.90).

Figura 4.3: Ejemplos del limitador 1 (“Hard Clipping”). (a) A=0.10 (b) A=0.30 (c) A=0.60 (d) A=0.90.

4.2.3. Limitador 2 (“Soft Clipping”)

En segundo lugar vamos a utilizar el denominado **limitador 2**, que realiza un recorte blando (“Soft Clipping”), y cuya relación entrada-salida es [2]:

$$z[n] = \begin{cases} x[n], & |x[n]| \leq D; \\ \frac{C-D}{U-D}(x[n] - D) + D, & D \leq x[n] \leq U; \\ Ce^{j\theta[n]}, & |x[n]| \geq U. \end{cases} \quad (4.3)$$

Este limitador consiste en un recorte más blando, parametrizado por tres valores que definen el limitador. En principio está el valor U , que es el que

se encarga de fijar la amplitud máxima permitida a la entrada del limitador. Tras esto, de lo que se encargan los otros parámetros es de definir la pendiente de las rectas asociadas al primer y segundo tramo del limitador, aumentando o disminuyendo las misma en función de los valores elegidos. Una de las premisas fundamentales para este limitador es que $D < U$, puesto que si $D = U = C$ estaríamos hablando del primer limitador [2].

En la Figura 4.2.3 se muestra la relación entrada-salida para este limitador y a continuación, en la Figura 4.5, se muestran varios ejemplos de limitadores blandos. En todos ellos se tiene en cuenta que $0 < D \leq 1$, $D \leq U \leq 1$ y $D \leq C \leq 1$. Como puede observarse en las gráficas, el valor que fija que haya mayor o menor recorte a priori es el valor C , y luego con los valores de D y U vamos ajustando la pendiente de la recta para que quede una señal más “suavizada” o “blanda” que el limitador 1, en el cual era más abrupto el cambio entre la zona lineal y la de saturación.

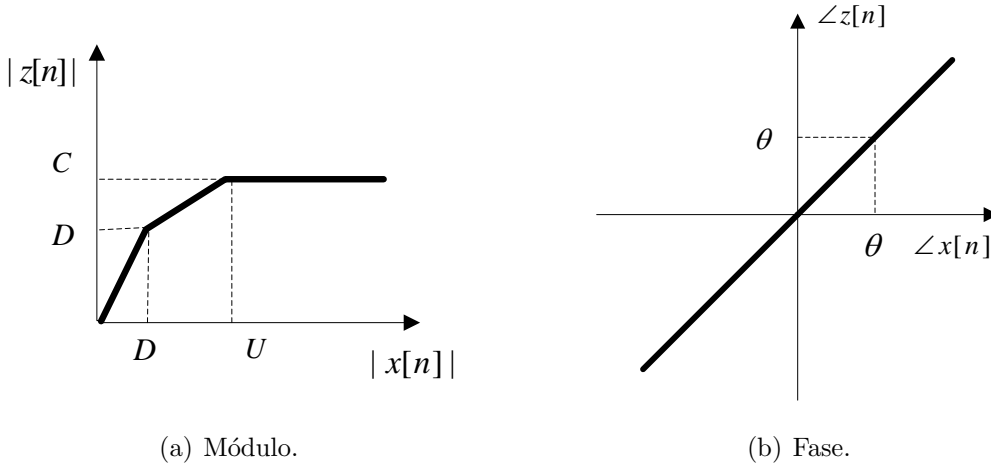
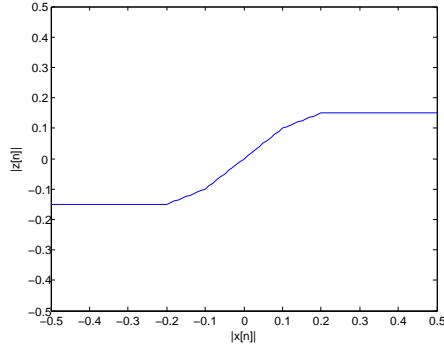


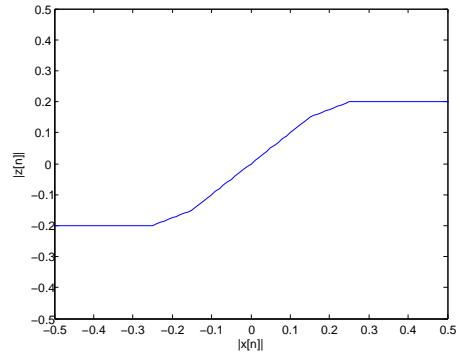
Figura 4.4: Relación Entrada-Salida para el limitador blando.

4.3. SLM

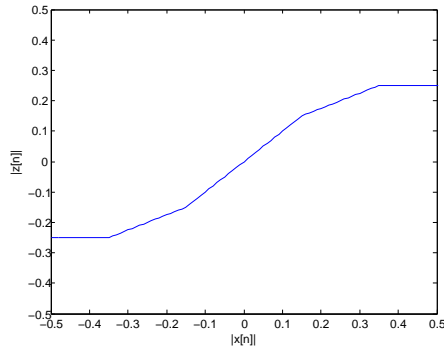
SLM (“Selective Mapping”) es una técnica de reducción de la PAPR que consiste en generar diferentes sub-bloques de datos. En teoría, cada bloque se obtiene pre-multiplicando la señal de información por una secuencia de fase diferente y calculando posteriormente su IFFT. Finalmente se selecciona para



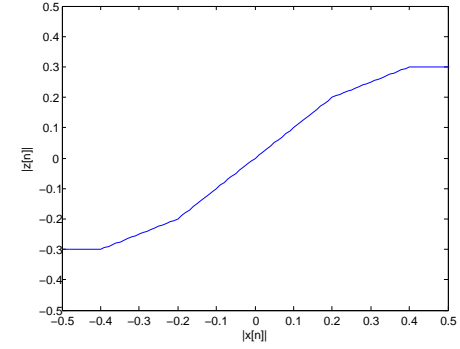
(a) Limitador 2 ($D=0.10$, $U=0.20$ y $C=0.15$).



(b) Limitador 2 ($D=0.15$, $U=0.25$ y $C=0.20$).



(c) Limitador 2 ($D=0.15$, $U=0.35$ y $C=0.25$).



(d) Limitador 2 ($D=0.20$, $U=0.40$ y $C=0.30$).

Figura 4.5: Ejemplos del limitador 2 (“SoftClipping”). (a) $D=0.10$, $U=0.20$ y $C=0.15$ (b) $D=0.15$, $U=0.25$ y $C=0.20$ (c) $D=0.15$, $U=0.35$ y $C=0.25$ (d) $D=0.20$, $U=0.40$ y $C=0.30$.

la transmisión el bloque de entre los M generados que presente una menor PAPR. Obviamente, al receptor se le debe comunicar cual ha sido el bloque elegido utilizando $\log_2 M$ bits. El diagrama de bloques asociado a esta técnica se muestra en la Figura 4.6

En la práctica, SLM se puede implementar reservando N_r portadoras de las N que componen cada símbolo OFDM para optimizar la PAPR de la señal resultante. Sobre estas portadoras de control se pueden probar todas las posibles combinaciones de símbolos, eligiendo la que presente menor PAPR tras la IFFT y la interpolación.

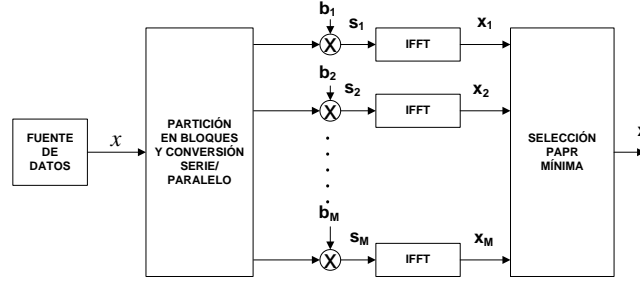


Figura 4.6: Diagrama de bloques de SLM [2].

El proceso llevado a cabo para implementar SLM se ha compuesto de una serie de pasos:

1. Seleccionar el número de bits a modificar y sus posiciones en función del número de secuencias de fase pre-determinadas que se deseen usar, M . En general tomamos $M=2^m$ para BPSK, y $M=2^{2m}$ para QPSK y $\pi/4$ -QPSK, lo que significa que se usarán m portadoras de control (esto es, $N_r=m$).
2. Tras la generación de las secuencias, se procede al paso más importante en la implementación elegida: la creación de las denominadas máscaras. Las máscaras son las encargadas de determinar las portadoras concretas que se van a modificar. Esto es, lo que se hace es elegir las posiciones de los bits de control, y se genera una máscara que selecciona esos bits, poniendo un 1 en el lugar correspondiente y un 0 en el resto de posiciones. Respecto a dichas posiciones, en nuestras simulaciones hemos considerado 3 casos: al principio de la señal (esto es, las m primeras portadoras), al final (es decir, las m últimas portadoras) y en el medio (portadoras entre $N/2$ y $N/2 + N_r - 1$).
3. Una vez generadas las máscaras, éstas se multiplican por la señal original generando M señales modificadas. Inmediatamente después, se procede a realizar la Transformada Inversa de Fourier (IFFT) de estas señales modificadas, interpolándolas por un factor L y calculando su PAPR.
4. Por último, se selecciona aquella señal con menor PAPR y se utiliza para la transmisión de la información.

Por ejemplo, supóngase que se usa una modulación BPSK con valores $N=8$,

$N_r=2$ y las portadoras reservadas son las dos primeras. Entonces, las 4 secuencias transmitidas posibles son

$$\mathbf{s}_1 = [-1 \ -1 \ s_1 \ s_2 \ s_3 \ s_4 \ s_5 \ s_6],$$

$$\mathbf{s}_2 = [-1 \ +1 \ s_1 \ s_2 \ s_3 \ s_4 \ s_5 \ s_6],$$

$$\mathbf{s}_3 = [+1 \ -1 \ s_1 \ s_2 \ s_3 \ s_4 \ s_5 \ s_6],$$

$$\mathbf{s}_4 = [+1 \ +1 \ s_1 \ s_2 \ s_3 \ s_4 \ s_5 \ s_6].$$

Nótese que esto sería equivalente a trabajar con una señal de información

$$\mathbf{x} = [1 \ 1 \ s_1 \ s_2 \ s_3 \ s_4 \ s_5 \ s_6],$$

y unos vectores de fase

$$\mathbf{b}_1 = [-1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1],$$

$$\mathbf{b}_2 = [-1 \ +1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1],$$

$$\mathbf{b}_3 = [+1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1],$$

$$\mathbf{b}_4 = [+1 \ +1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1].$$

Como ya se ha comentado, a la hora de implementarlo se ha considerado un sistema de elección de los símbolos por posiciones, de tal forma que previamente estos bits han sido tomados por el algoritmo al comienzo de la secuencia, al medio o al final, como podemos observar en la Figura 4.7.

Tras la generación de las cuatro señales candidatas se calcula la IFFT de cada una de ellas y la que menor PAPR presente es la que se utiliza para la transmisión.

En el receptor, la señal se trataría de manera inversa: determinando la secuencia de fase usada en el transmisor y deshaciendo su efecto sobre la señal recibida. En nuestro caso, simplemente descartamos las posiciones reservadas para la optimización, ya que no aportan ninguna información, extrayendo los símbolos de interés directamente del resto de portadoras.

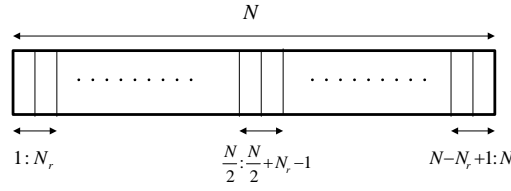


Figura 4.7: Grupos de portadoras seleccionados en SLM al comienzo, en medio y al final de la secuencia.

4.4. Discusión

En este capítulo se han visto los algoritmos utilizados para cada una de las dos técnicas implementadas en el proyecto fin de carrera. En primer lugar, la técnica de “Clipping” con dos limitadores para su estudio, uno blando (con dos tramos de distinta pendiente antes de la zona de saturación) y otro duro (con una sola pendiente antes de la zona de saturación). En ambos casos el proceso consiste en aplicar el limitador a la señal original y transmitirla por el canal. Tan sólo se realiza este tratamiento de la señal en el transmisor, puesto que la señal recortada se utiliza tal cual en el receptor. Para la segunda técnica, “Selective Mapping” (SLM), se utiliza un algoritmo basado en máscaras, seleccionando la mejor combinación de bits por símbolo desde el punto de vista de minimizar la PAPR. Esta técnica tiene la complicación de requerir un tratamiento en el receptor, siendo en este punto más compleja y costosa que la técnica de “Clipping”, necesitando determinar la señal de fase usada en el transmisor para así deshacer su efecto sobre la señal que se obtiene en el receptor. La implementación elegida permite llevar a cabo este tratamiento de manera rápida, sencilla y sin tener que preocuparnos por posibles errores en la recepción de la información de control.

Capítulo 5

Simulaciones

5.1. Introducción

En este capítulo se mostrarán los resultados de las simulaciones realizadas, tanto para OFDM puro como para las dos técnicas de reducción de la PAPR implementadas. En primer lugar, se describirán las medidas de rendimiento utilizadas (BER, PAPR y CCDF) en la Sección 5.2. A continuación, se detallarán las simulaciones realizadas para la modulación OFDM en la Sección 5.3. Más adelante se mostrarán las pruebas realizadas con la primera técnica de reducción de la PAPR, “Clipping”, en la Sección 5.4. Inmediatamente después se tratará la otra técnica estudiada en este proyecto, “Selective Mapping”, en la Sección 5.5. Finalmente, se presentarán las conclusiones del capítulo en la Sección 5.6.

5.2. Medidas de Rendimiento

En esta sección se describirán las tres medidas de rendimiento consideradas a lo largo del capítulo.

5.2.1. PAPR y CCDF

La PAPR se define como la relación entre la potencia de pico y la potencia media de una señal. Matemáticamente, si se dispone de N_m muestras de una señal, $x[n]$ con $0 \leq n \leq N_m-1$, la potencia de pico viene dada por

$$P_{max} = \text{máx } |x[n]|^2, \quad (5.1)$$

mientras que la potencia media se define como

$$\bar{P} = \frac{1}{N_m} \sum_{n=0}^{N_m-1} |x[n]|^2. \quad (5.2)$$

En consecuencia, la PAPR resulta finalmente

$$\Gamma = PAPR = \frac{P_{max}}{\bar{P}} = \frac{\text{máx } |x[n]|^2}{\frac{1}{N_m} \sum_{n=0}^{N_m-1} |x[n]|^2}, \quad (5.3)$$

siendo $1 \leq PAPR \leq N$. A la hora de valorar el comportamiento de una modulación OFDM, así como de los distintos métodos de reducción de la PAPR, vamos a trabajar con una serie de medidas (estadísticos) de la misma, que resumen su comportamiento y que son los siguientes:

1. Valor Máximo de la PAPR: Nos sirve para ver cuales son los picos de PAPR máximos y los puntos en los que más se van a focalizar las técnicas de reducción de la PAPR.
2. Valor Medio de la PAPR: El principal indicador de la evolución de la PAPR con el que vamos a trabajar.
3. Valor Mínimo de la PAPR: Nos sirve para estudiar el rango de variación de la PAPR.
4. Desviación típica de la PAPR: Nos ayuda a conocer el grado de concentración de la PAPR en torno a su valor medio. Es una medida del grado de dispersión de la PAPR con respecto al valor promedio, y aumentará si hay muchos mínimos o máximos muy alejados del valor medio de la PAPR.

Con los valores antes mencionados se puede realizar un buen estudio del comportamiento de la PAPR para un determinado esquema de transmisión, pero una medida de rendimiento más completa para estudiar la distribución de la PAPR es la CCDF (“Complementary Cumulative Distribution Function”), ya que nos proporciona toda la información relativa a la PAPR. Matemáticamente se define como

$$CCDF(z) = Pr\{PAPR \geq z\} \approx 1 - (1 - e^{-z})^{\alpha N}, \quad (5.4)$$

siendo el último término una expresión aproximada para OFDM utilizando el valor de α adecuado [4].

5.2.2. BER

La BER o tasa de error de bit se utiliza para analizar la fiabilidad de la señal a la salida de un sistema de comunicaciones. Se obtiene simplemente comparando los bits originales transmitidos con los bits estimados en el receptor, obteniendo de esta manera la cantidad de errores generados durante la transmisión de la señal por el canal.

La estimación de la BER se obtiene en las simulaciones simplemente sumando el número de errores cometidos y dividiendo por el número total de bits transmitidos,

$$BER = \frac{1}{N_b} \sum_{n=0}^{N_b-1} e[n], \quad (5.5)$$

con $e[n]$ dado por (2.19):

$$e[n] = \begin{cases} 1, & b[n] \neq \hat{b}[n]; \\ 0, & b[n] = \hat{b}[n]. \end{cases} \quad (5.6)$$

Aunque nuestro principal objetivo en este proyecto es analizar la PAPR, es necesario calcular la tasa de error de bit, porque las técnicas de reducción de la PAPR habitualmente provocan un descenso de la BER para una E_b/N_0 dada. En el caso de “Clipping” esto es debido al recorte, que introduce una distorsión dentro de la banda de la señal, mientras que en el caso de “Selective Mapping” es debido a la introducción de redundancia, que requiere el uso de energía y no aporta información en el receptor.

Con esta medida de rendimiento podemos ver cuanto pueden repercutir esos efectos negativos para la señal en cada una de las técnicas de reducción de la PAPR que estamos estudiando en este proyecto. Nótese que esto resulta de vital importancia, ya que una técnica que permita reducir mucho la PAPR a costa de incrementar notablemente la BER no resulta de ninguna utilidad práctica.

5.3. OFDM

5.3.1. Parámetros de las simulaciones

OFDM es una modulación digital con múltiples portadoras ortogonales de banda estrecha. En esta sección vamos a simular un sistema de comunicaciones OFDM, cuyos diagramas de bloques para el transmisor y receptor se muestran en las Figuras 5.1 y 5.2 respectivamente, estudiando el comportamiento del mismo desde el punto de vista de PAPR y BER.

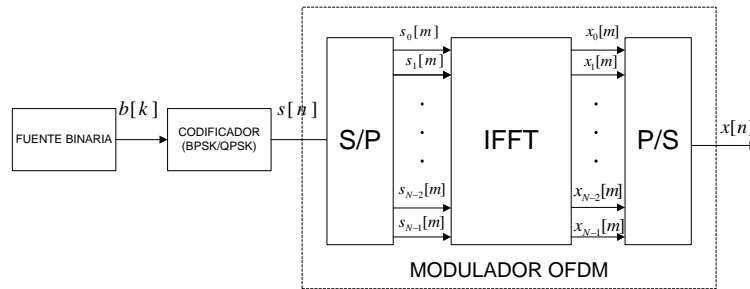


Figura 5.1: Diagrama de bloques del transmisor OFDM.

En estas simulaciones del sistema de comunicaciones OFDM se definen una

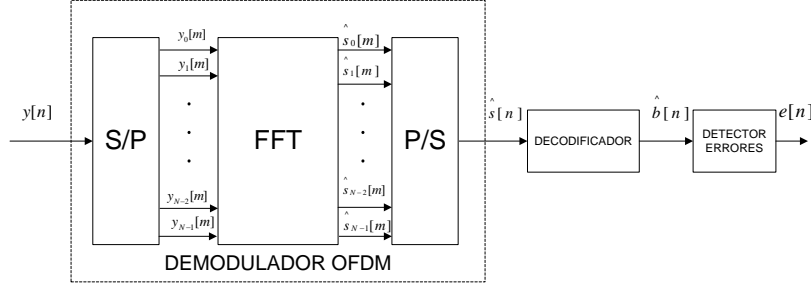


Figura 5.2: Diagrama de bloques del receptor OFDM.

serie de parámetros, que van a determinar la señal transmitida y que van a modificar los resultados dependiendo de sus valores. Los principales factores a la hora de generar la señal son los siguientes:

1. Número de sub-portadoras (N): Habitualmente se toma una potencia de 2, ya que facilita su implementación práctica. En nuestro caso, tomamos valores de $N = 64, 256, 1024$ y 4096 portadoras para cubrir un amplio espectro de los valores usados en la práctica.
2. Prefijo Cíclico (N_c): Se tomarán valores de $N_c = 0, 4, 8$ y 16 .
3. Tipo de Codificación: Se consideran BPSK, QPSK y $\pi/4$ -QPSK.
4. Factor de Interpolación L : Al interpolar se suaviza la señal obtenida y los valores de la PAPR calculados son más fiables [10]. Los valores tomados son $L = 1, 2, 4, 8$ y 16 .

Caben mencionar otros valores fijos en las simulaciones, como pueden ser N_b (número de bits total de la secuencia), el cual siempre se tomaba como $N_b=2^{22}$, ya que, debido al coste computacional de los sistemas simulados y la capacidad de las máquinas utilizadas, era el valor máximo que podíamos utilizar por simulación. En caso de ser necesarias más simulaciones (como ocurre por ejemplo para el cálculo fiable de la CCDF), simplemente se implementa un bucle externo que se repite tantas veces como sea necesario. También cabe destacar que, mediante el cociente entre N_b y N , se obtiene el número de símbolos OFDM utilizados por simulación, que variará desde 1024 para $N=4096$ hasta 65536 para $N=64$. En cuanto a la E_b/N_0 (la relación entre la energía media transmitida por bit y la densidad espectral de potencia de ruido, que determina el rendimiento de cualquier sistema de comunicaciones digitales), estará definida para los valores $0 \leq E_b/N_0$ (dB) ≤ 15 .

5.3.2. Señales temporales y frecuenciales

En primer lugar, en la Figura 5.3, se puede apreciar un ejemplo de las señales temporales generadas en OFDM para $N=64$, interpoladas con un factor $L=8$. Para esta figura se ha tomado un sólo símbolo, representándolo sobremuestreado con un valor $L=8$, que es un valor suficientemente alto para conseguir resultados fiables, y mediante el cual observamos que en la figura los picos se suavizan. Nótese como en la figura de la izquierda no se aplica un prefijo cíclico ($N_c=0$) y se ve la señal tal cual sale de la IFFT, sin añadirle nada. Sin embargo, en la figura de la derecha se observa como la parte inicial de la figura es idéntica a la parte final de la misma, debido a que se ha utilizado el prefijo cíclico ($N_c=16$).

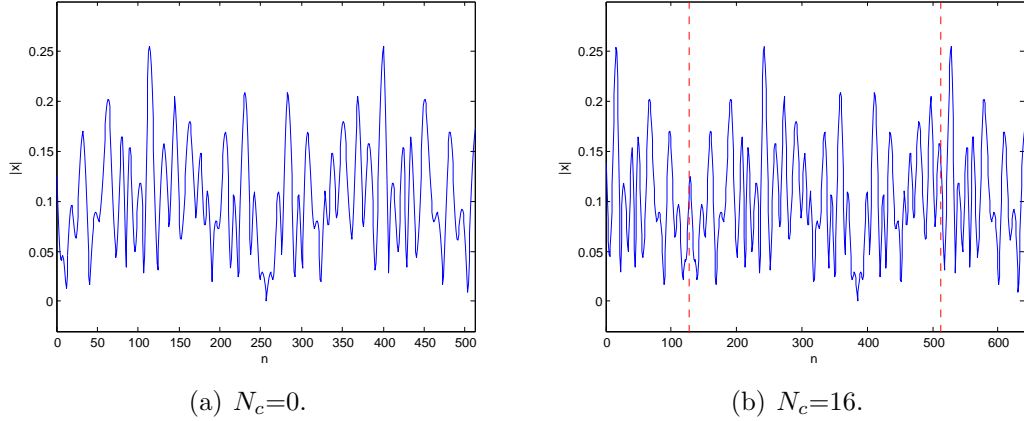


Figura 5.3: Señal Temporal OFDM para BPSK, $N=64$ y $L=8$. (a) $N_c=0$. (b) $N_c=16$.

En la Figura 5.4 se muestran las señales temporales sin prefijo cíclico (esto es, $N_c=0$) para una modulación BPSK y un mayor número de portadoras (en concreto, $N=256$, $N=1024$ y $N=4096$), pudiéndose apreciar como la forma general de las señales es similar.

Una vez vistas las señales temporales, en la Figura 5.5 se ha representado el espectro de la señal OFDM digital en banda base para diferente número de sub-portadoras, usando nuevamente $L=8$ y un único símbolo OFDM. Como puede verse, el ancho de banda de la señal transmitida se mantiene constante, ya que no depende del número de portadoras, sino de la separación entre las mismas, obteniéndose un espectro más plano dentro de la banda de paso conforme aumenta el valor de N .

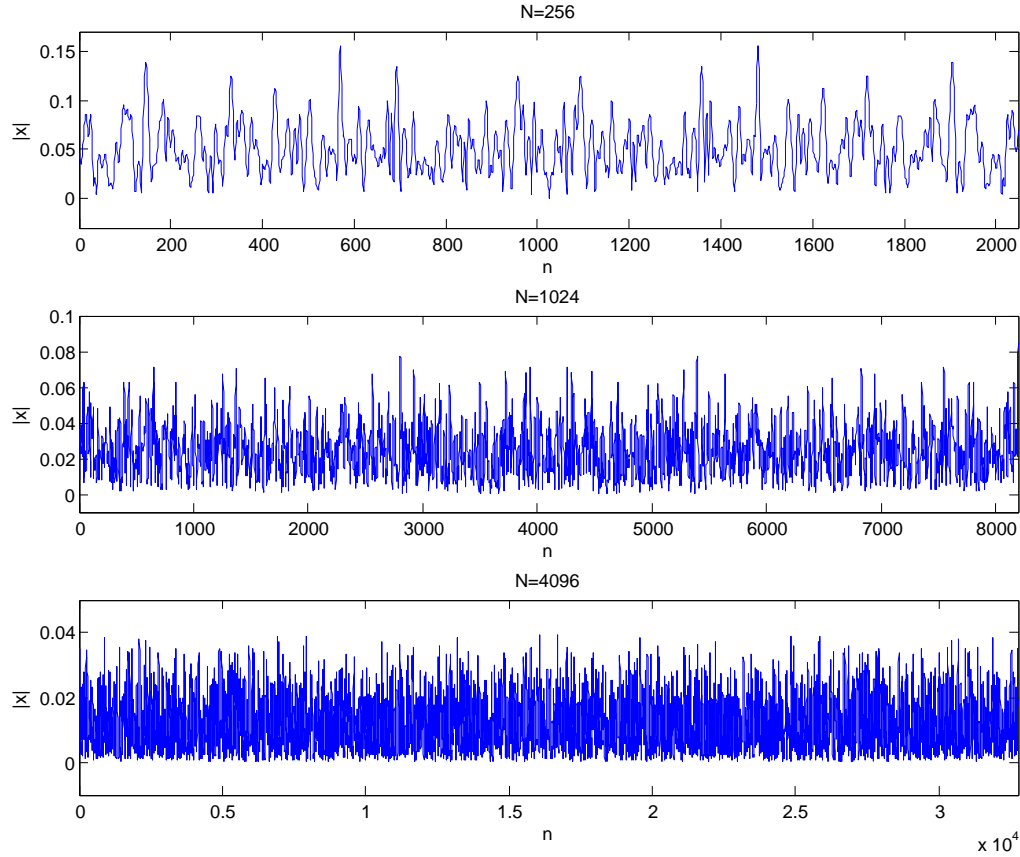


Figura 5.4: Señal OFDM temporal para una modulación BPSK con $N=256$, $N=1024$ y $N=4096$, con $L=8$ y $N_c=0$.

5.3.3. PAPR y BER

Una vez vistas las señales temporales y frecuenciales obtenidas típicamente en OFDM, a continuación vamos a revisar la PAPR y la BER de la señal OFDM.

En primer lugar, en las Figuras 5.6 y 5.7 se muestran varios ejemplos de la evolución de la PAPR a lo largo de los símbolos OFDM, tanto para BPSK como para $\pi/4$ -QPSK, usando $N=64$ y $N=4096$. Como puede verse, el comportamiento para ambas modulaciones es similar: existe una gran variabilidad de la PAPR en torno al valor mínimo, pudiéndose alcanzar valores de PAPR muy superiores a la media en ambos casos.

Anteriormente se hizo notar que la PAPR se veía afectada por diferentes valores, como el factor de sobremuestreo, L , el número de sub-portadoras,

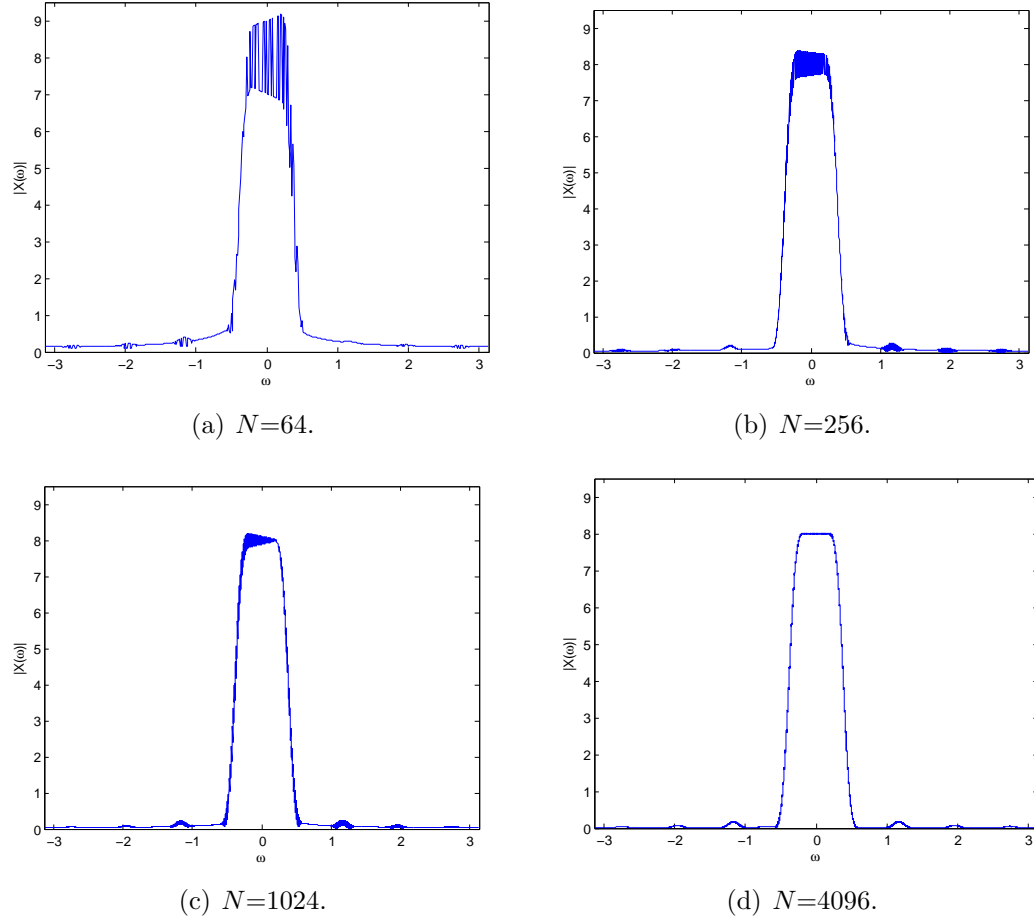
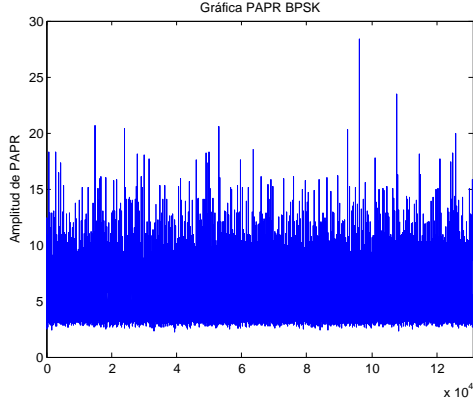


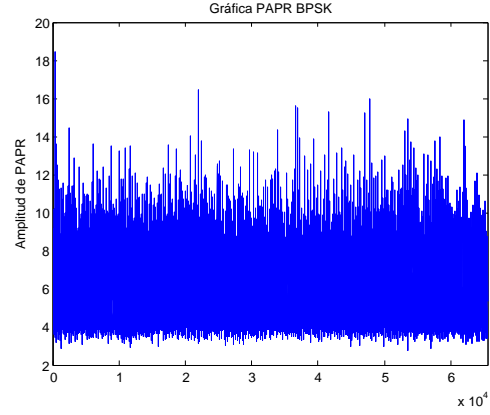
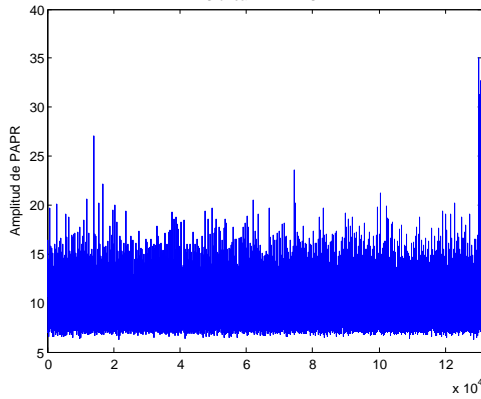
Figura 5.5: Señal frecuencial OFDM para BPSK con $L=8$ y $N_c=0$. (a) $N=64$. (b) $N=256$. (c) $N=1024$. (d) $N=4096$.

N , la longitud del prefijo cíclico, N_c , o incluso el tipo de modulación (BPSK, QPSK o $\pi/4$ -QPSK). Ahora veremos cómo influyen estos parámetros en la PAPR mediante simulaciones.

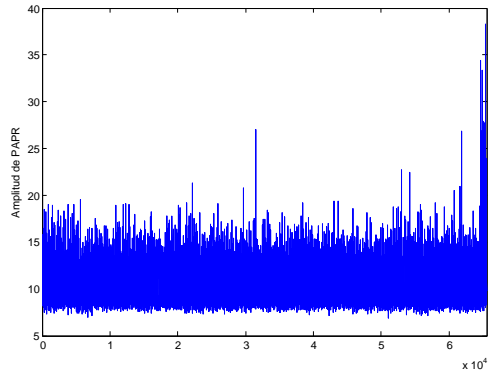
En primer lugar, la Figura 5.8 nos muestra la evolución de la PAPR media con respecto al valor de L en función del número de subportadoras, N . En todos los casos, puede verse cómo los resultados obtenidos comienzan a ser fiables a partir de $L=4$, tal y como se indica en [10], estabilizándose por completo para $L \geq 16$. En consecuencia, en lo sucesivo se usará $L=16$ para el cálculo de la PAPR, ya que supone un compromiso razonable entre fiabilidad y coste computacional.



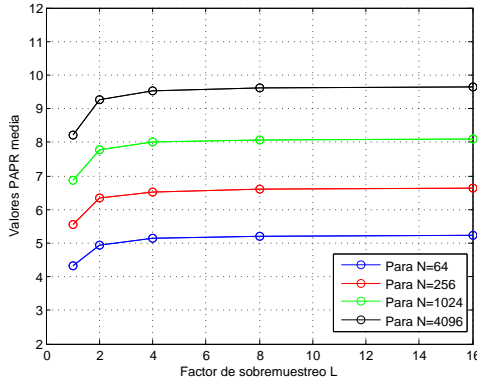
(a) PAPR para BPSK.

(b) PAPR para $\pi/4$ -QPSK.Figura 5.6: PAPR para $L=8$, $N=64$ y $N_c=0$. (a) BPSK. (b) $\pi/4$ -QPSK.

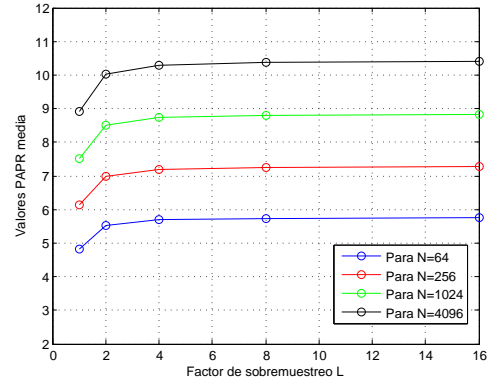
(a) PAPR para BPSK.

(b) PAPR para $\pi/4$ -QPSK.Figura 5.7: PAPR para $L=8$, $N=4096$ y $N_c=0$. (a) BPSK. (b) $\pi/4$ -QPSK.

En las Tablas 5.1 y 5.2 se pueden observar los resultados de la PAPR máxima, mínima, media, así como su desviación típica, que nos ayudarán a analizar el comportamiento de la PAPR. Ambas tablas se han obtenido para $L=16$ y $N_c=0$. A modo de resumen, en la Tabla 5.1 se muestran los estadísticos relativos a la PAPR considerados (valor medio, valores máximo y mínimo, y desviación típica) para BPSK en función de N , y en la Tabla 5.2 se hace lo mismo para $\pi/4$ -QPSK. A partir de estas dos tablas podemos extraer las siguientes conclusiones:



(a) Evolución de la PAPR media para BPSK.



(b) Evolución de la PAPR media para $\pi/4$ -QPSK.

Figura 5.8: Evolución de la PAPR media para diferentes valores del factor de interpolación L con $N=64$ y $N_c=0$. (a) BPSK. (b) $\pi/4$ -QPSK.

1. La PAPR media es mayor para $\pi/4$ -QPSK que para BPSK. Lo mismo parece ocurrir con los valores máximo, mínimo y la desviación típica en general.
2. Todos los estadísticos relativos a la PAPR aumentan al incrementarse N . La PAPR media prácticamente se duplica al pasar de $N=64$ a $N=4096$, la PAPR máxima pasa de 28.5 a 47.5 para BPSK y de 18.4 a 62.7 para $\pi/4$ -QPSK, la PAPR mínima se incrementa por un factor superior a 2.5 y la desviación típica crece ligeramente.
3. La PAPR máxima se encuentra muy lejos de su valor teórico, especialmente para valores de N altos. Esto puede ser debido a que el número de símbolos OFDM distintos crece exponencialmente con N , de modo que la probabilidad de obtener uno cercano al que proporciona la PAPR máxima teórica disminuye con N .

La herramienta más representativa para ver la distribución de la PAPR es la CCDF, que se muestra en la figura 5.9 para BPSK con $L=16$ y distintos valores de N . En primer lugar, cabe señalar que, como veíamos en las tablas, por ejemplo, para $N=64$ la media se establece en torno a 5.22, y vemos que aproximadamente a partir de ese valor empieza a caer la función CCDF.

A continuación, en la Figura 5.10 se observa la CCDF para $\pi/4$ -QPSK. Aunque el comportamiento cualitativo de las curvas es el mismo que el de la

Tabla 5.1: Resultados de PAPR(Γ) para BPSK con $L=16$ en función de N .

N	Γ_{med}	Γ_{max}	Γ_{min}	σ_Γ
64	5.22	28.42	2.27	1.45
256	6.62	30.12	3.45	1.47
1024	8.11	33.67	4.76	1.49
4096	9.64	47.48	6.30	1.52

Tabla 5.2: Resultados de PAPR(Γ) para $\pi/4$ -QPSK con $L=16$ en función de N .

N	Γ_{med}	Γ_{max}	Γ_{min}	σ_Γ
64	5.76	18.42	2.77	1.33
256	7.27	26.32	4.16	1.40
1024	8.84	41.00	5.57	1.46
4096	10.42	62.73	6.91	1.56

Figura 5.9, en este caso los valores de la PAPR son mayores que para BPSK, y por tanto las medias son mayores y estas funciones empiezan a caer apreciablemente para valores de PAPR mayores. Nótese que según va aumentando N , mayores van siendo las medias y por tanto las caídas de las funciones son más “tardías” en cuanto a PAPR, lo que implica que la probabilidad de tener valores de PAPR elevados es mayor.

Por último, analizamos la BER de la modulación OFDM. La expresión de la probabilidad de error teórica con ruido blanco y modulación BPSK, QPSK o $\pi/4$ -QPSK es

$$P_e = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0} \frac{N}{N + N_c}} \right), \quad (5.7)$$

siendo $\text{erfc}(x)$ la función error complementaria [7]:

$$\text{erfc} = 1 - \text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2} dt. \quad (5.8)$$

En la Figura 5.11 se puede observar la BER para $N=64$ y diferentes longitudes del prefijo cíclico N_c . Se observa que, según va aumentando el valor del prefijo cíclico, la curva de la probabilidad de error de bit se desplaza hacia la derecha (esto es, aumenta la BER para una E_b/N_0 dada). Esto es debido a que al añadir el prefijo cíclico se añaden bits redundantes que no aportan información a la señal, pero que sí consumen potencia de señal al tener que transmitirlos por el canal. Esto provoca que la energía efectiva por bit de información transmitido disminuya, aumentando por tanto la BER.

5.4. Clipping

La tecnica del recorte o “clipping” fue una de las primeras técnicas que se utilizaron para reducir la PAPR, y es también una de las más sencillas de implementar, ya que consiste simplemente en recortar la señal OFDM a partir de un valor de amplitud. Con este recorte lo que se consigue es recortar los picos de la señal que sobrepasen ese umbral, y así reducir el valor máximo de la señal para poder disminuir la PAPR.

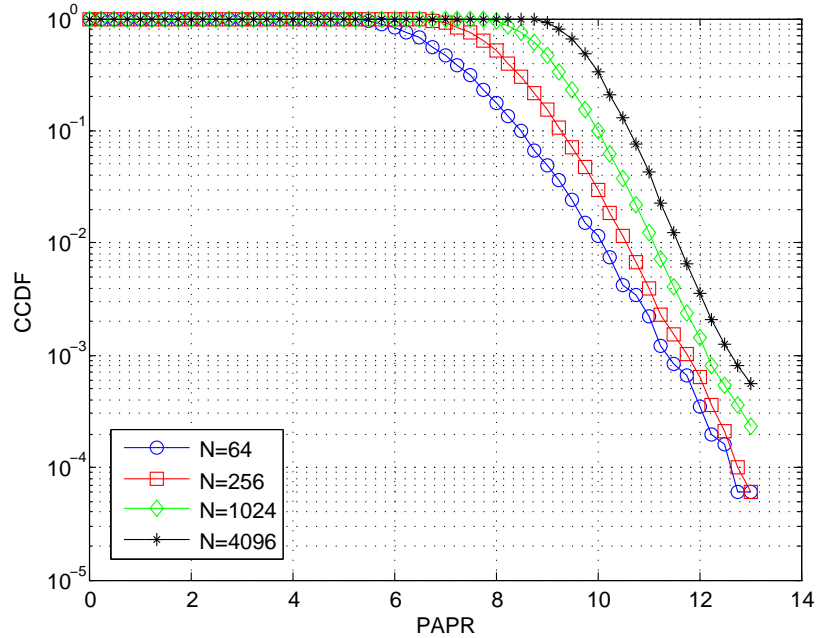


Figura 5.9: CCDF para BPSK para diferentes valores de N con factor de interpolación $L=16$.

En nuestro caso se ha decidido utilizar unos limitadores que realizan el recorte de dos maneras: una que llamamos recorte suave y otra que denominamos recorte duro, que ya se han descrito en el capítulo anterior y que se muestran en la Figura 5.12. En las dos secciones siguientes se muestran las señales temporales y frecuenciales obtenidas tras la aplicación de esta técnica, así como la PAPR y la BER obtenidas.

5.4.1. Señales temporales y frecuenciales

Tras haber definido los limitadores, ahora vamos a aplicarlos sobre la señal OFDM. En primer lugar se analizarán los limitadores generados con diferentes valores de sus parámetros para observar el grado de recorte que realizan cada uno de ellos. Nótese que se ha tomado un número reducido de muestras y de símbolos para poder representar la señal recortada y para poder examinar el efecto de cada uno de estos recortes.

En primer lugar se han de seleccionar los valores de los parámetros de recorte de cada limitador con los que podemos obtener unos resultados interesantes. En ambos casos se ha configurado un limitador muy restrictivo y otro muy

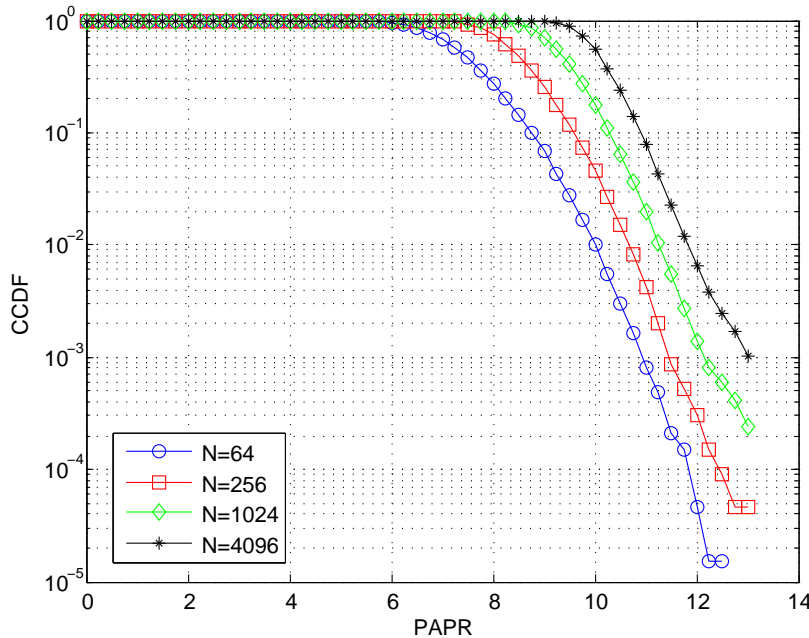


Figura 5.10: CCDF para $\pi/4$ -QPSK para diferentes valores de N con factor de interpolación $L=16$.

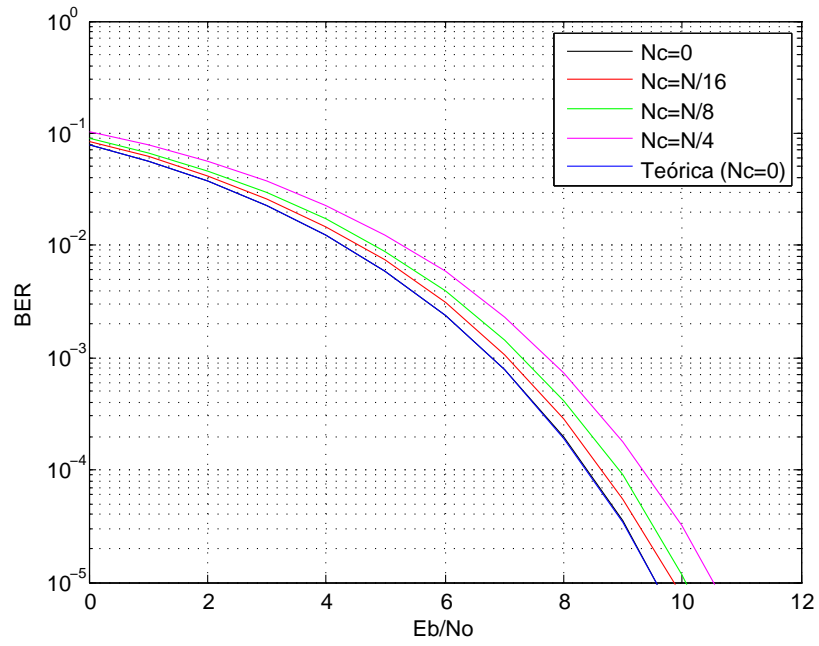


Figura 5.11: BER para BPSK con $N=64$ en función del valor de N_c y la E_b/N_0 .

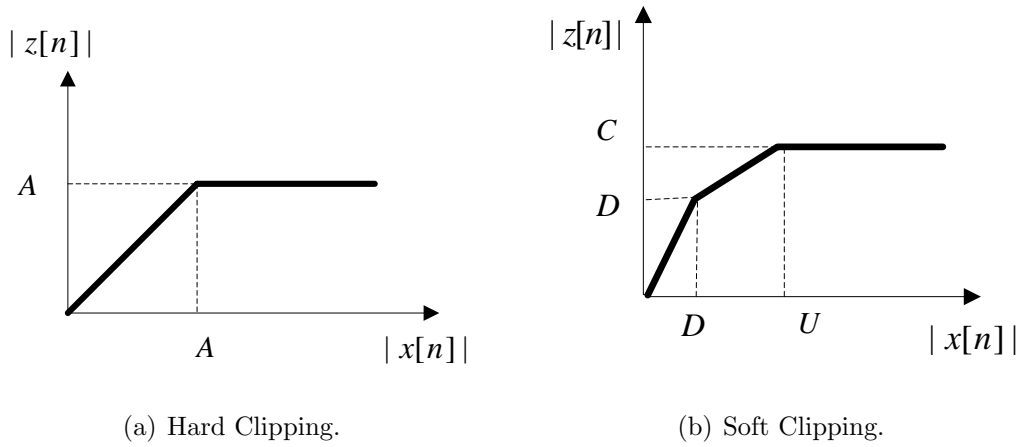


Figura 5.12: Relación Entrada-Salida. (a) “Hard Clipping”. (b) “Soft Clipping”.

poco restrictivo para permitir la comparación, junto con dos o tres intermedios. Aplicamos el limitador a una señal BPSK con $N=64$ que tenga un solo símbolo, de manera que se verá perfectamente el recorte aplicado en la señal con tan solo representar su módulo.

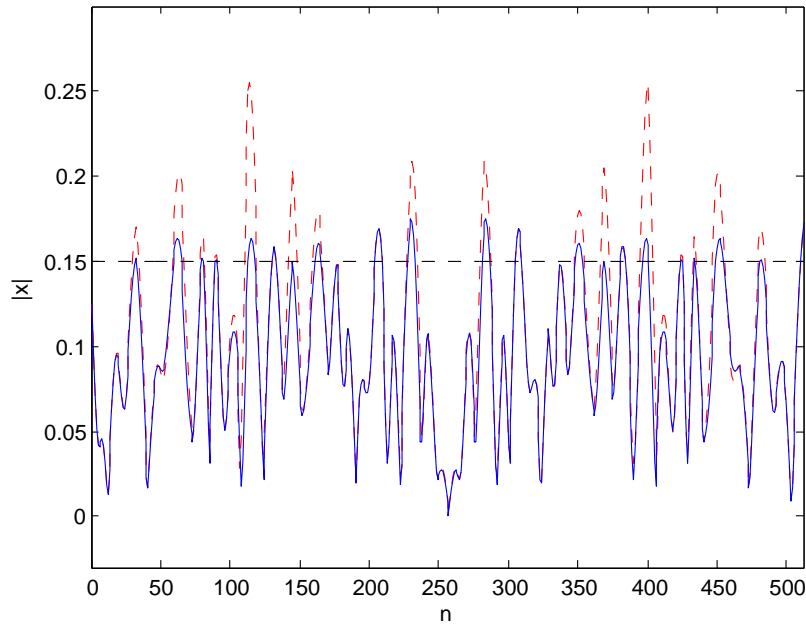


Figura 5.13: Señal OFDM (1 símbolo) para BPSK aplicando el limitador duro para $N=64$, $L=8$ y $A=0.15$.

En la Figura 5.13 se muestra la señal sin recortar (línea discontinua), junto con la señal recortada para el limitador duro con $A=0.15$ (línea continua), valor considerado en el proyecto como el más restrictivo. En esta gráfica se puede observar cómo la señal queda recortada en el valor de recorte de amplitud del limitador, $A=0.15$. Las muestras por encima del valor de recorte se deben al efecto de la interpolación, que actúa como un filtro paso bajo.

En la Figura 5.14 se muestra un ejemplo de la señal recortada con el limitador blando. Se observa un recorte menor que en el ejemplo realizado con “Hard-clipping”, al tratarse de un recorte menos agresivo que el anterior. Nótese como los picos máximos ahora apenas sobrepasan el valor de C . Esto es debido a que, con este recorte más blando y al tener 2 pendientes el limitador, la transición entre las muestras no recortadas y las recortada no es tan brusca, y no hay un crecimiento tan grande de los picos tras la interpolación.

Una vez visto el comportamiento de la señal temporal, se va a analizar la conducta de la señal frecuencial una vez aplicado el recorte a la señal. En

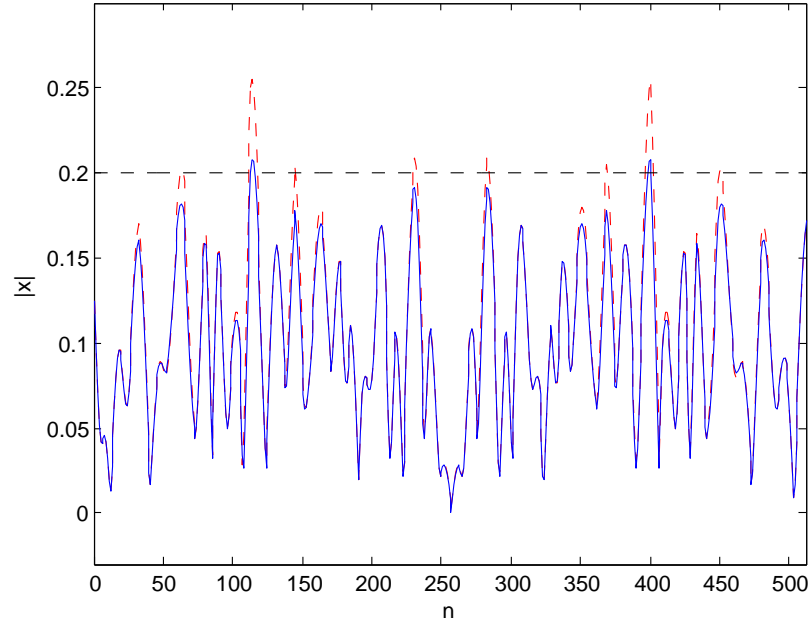


Figura 5.14: Detalle de Señal OFDM (1 símbolo) para BPSK aplicando el limitador blando para $N=64$, $L=8$ y $D=0.15$, $U=0.25$ y $C=0.20$.

primer lugar, en la Figura 5.15 se puede observar el efecto del recorte “Hard Clipping” con un factor $A=0.15$ sobre la señal original. En esta figura, es digno recalcar que en la señal previa al recorte se observa una menor distorsión que en la señal recortada, aunque no parece existir mucha distorsión fuera de banda.

Por último, en la Figura 5.16 se muestra la señal frecuencial para el limitador blando, pudiéndose apreciar como la distorsión es ligeramente menor debido al recorte más suavizado llevado a cabo en este caso.

5.4.2. PAPR y BER

Con las anteriores simulaciones ya hemos visto cómo los limitadores recortan la señal y el efecto producido en el dominio frecuencial. En esta sección vamos a estudiar cómo afecta el recorte a la PAPR y la BER.

En primer lugar, en la Figura 5.17 se ha puesto de manifiesto la evolución de la PAPR de la señal original comparada con la PAPR de la señal recortada con el limitador duro. Se observa como la amplitud de la PAPR se ve notablemente reducida una vez aplicado el limitador duro. Los picos de amplitud

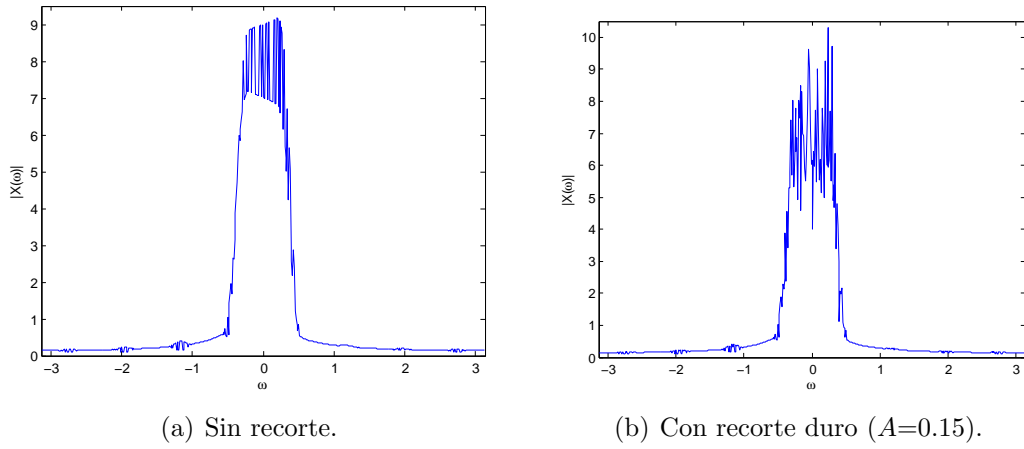


Figura 5.15: Señal Frecuencial BPSK con $L=8$, $N=64$ y $N_c=0$. (a) Sin recorte. (b) Con recorte duro ($A=0.15$).

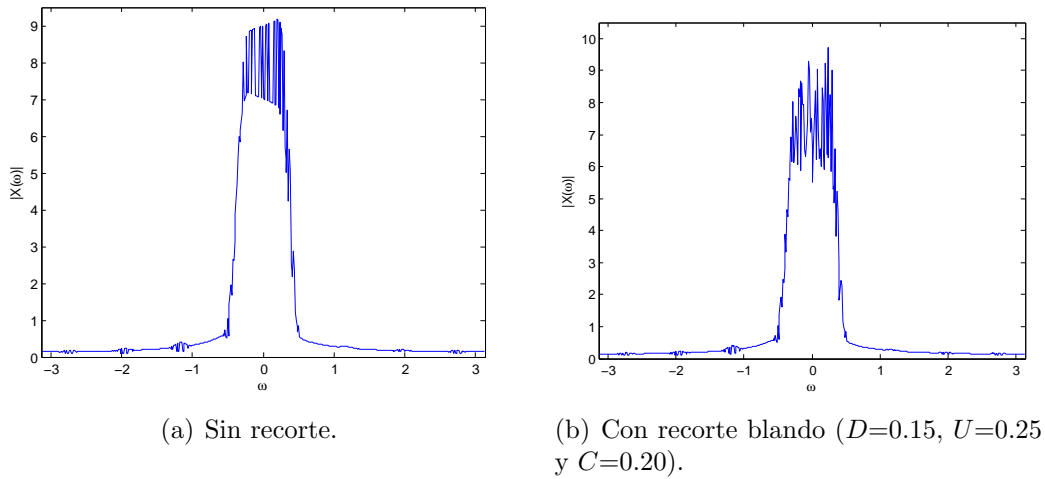


Figura 5.16: Señal Frecuencial BPSK con $L=8$, $N=64$ y $N_c=0$. (a) Sin recorte. (b) Con recorte blando ($D=0.15$, $U=0.25$ y $C=0.20$).

de la PAPR para el ejemplo sin recorte toman valores máximos en torno a 27, con un gran número de picos de PAPR mayor o igual a 15. Sin embargo, en la PAPR con un recorte duro de $A=0.15$ se puede ver que el recorte ha reducido ostensiblemente estos valores, obteniéndose una PAPR máxima en torno a 11 y reduciendo la media de los picos en torno a 5. Con estas gráficas podemos determinar que se puede conseguir una reducción importante de la

PAPR con este método.

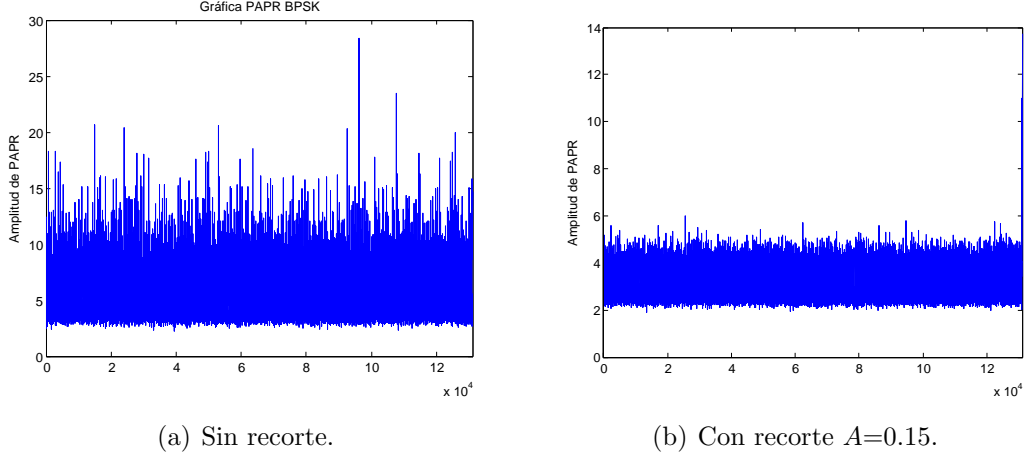


Figura 5.17: PAPR temporal para BPSK con $L=8$, $N=64$ y $N_c=0$. (a) Sin recorte. (b) Con recorte duro ($A=0.15$).

Ahora veamos qué sucede con el mismo ejemplo aplicando el limitador blando, como se puede observar en la Figura 5.18. De nuevo, analizando la figura se ve una reducción clara con respecto a la PAPR original, concluyéndose que el recorte blando también es efectivo intentando paliar los efectos negativos de la PAPR. Con un recorte menos agresivo se reduce la amplitud de la PAPR original a valores máximos de 11, situando la media de los picos más repetidos en torno a 6.

Esta evolución de la PAPR media se muestra gráficamente en la Figura 5.19 para el limitador duro en función de A . Puede apreciarse como la PAPR media disminuye rápidamente y de manera lineal con A para $A \leq 0.3$, no presentando grandes cambios para valores de A mayores.

Las Tablas 5.3 y 5.4 muestran los estadísticos considerados para diferentes valores de los parámetros de ambos limitadores, tanto para BPSK como para $\pi/4$ -QPSK. Nótese como la PAPR media disminuye claramente conforme se utiliza un recorte mayor, hasta alcanzarse un valor en torno a 3.15 para el caso más restrictivo de ambos limitadores usando BPSK y cercano a 3.4 para $\pi/4$ -QPSK.

Al igual que en el caso de OFDM pura, para analizar por completo la PAPR se va a utilizar la función de distribución acumulativa complementaria (CCDF), en la cual se puede observar en qué valores es más probable que se encuentre la PAPR a estudiar. Con esta medida de dispersión vamos a analizar y revisar

Tabla 5.3: Resultados de PAPR(Γ) para BPSK con $L=16$ y $N=64$

N=64//L=16	Γ_{med}	Γ_{max}	Γ_{min}	σ_{Γ}
Sin Limitador	5.22	28.42	2.27	1.45
Limitador 1 A=0.30	5.10	20.69	2.27	1.09
Limitador 1 A=0.25	4.61	17.03	2.27	0.65
Limitador 1 A=0.20	3.75	16.53	2.27	0.56
Limitador 1 A=0.15	3.14	14.31	1.91	0.48
Limitador 2 D=0.20, U=0.40 y C=0.30	4.36	16.58	2.27	0.82
Limitador 2 D=0.20, U=0.30 y C=0.25	4.30	16.58	2.27	0.69
Limitador 2 D=0.15, U=0.35 y C=0.25	3.90	14.93	2.14	0.72
Limitador 2 D=0.15, U=0.25 y C=0.20	3.67	15.13	2.14	0.53
Limitador 2 D=0.10, U=0.20 y C=0.15	3.16	14.55	2.01	0.48

Tabla 5.4: Resultados de PAPR(Γ) para $\pi/4$ -QPSK con $L=16$ y $N=64$

N=64//L=16	Γ_{med}	Γ_{max}	Γ_{min}	σ_{Γ}
Sin Limitador	5.76	18.42	2.77	1.33
Limitador 1 A=0.30	5.58	15.37	2.77	0.97
Limitador 1 A=0.25	4.90	15.37	2.77	0.58
Limitador 1 A=0.20	4.02	15.86	2.77	0.57
Limitador 1 A=0.15	3.38	13.28	2.28	0.43
Limitador 2 D=0.20, U=0.40 y C=0.30	4.66	15.62	2.77	0.74
Limitador 2 D=0.20, U=0.30 y C=0.25	4.59	15.62	2.77	0.63
Limitador 2 D=0.15, U=0.35 y C=0.25	4.19	14.44	2.51	0.66
Limitador 2 D=0.15, U=0.25 y C=0.20	3.80	14.44	2.51	0.53
Limitador 2 D=0.10, U=0.20 y C=0.15	3.39	13.25	2.34	0.46

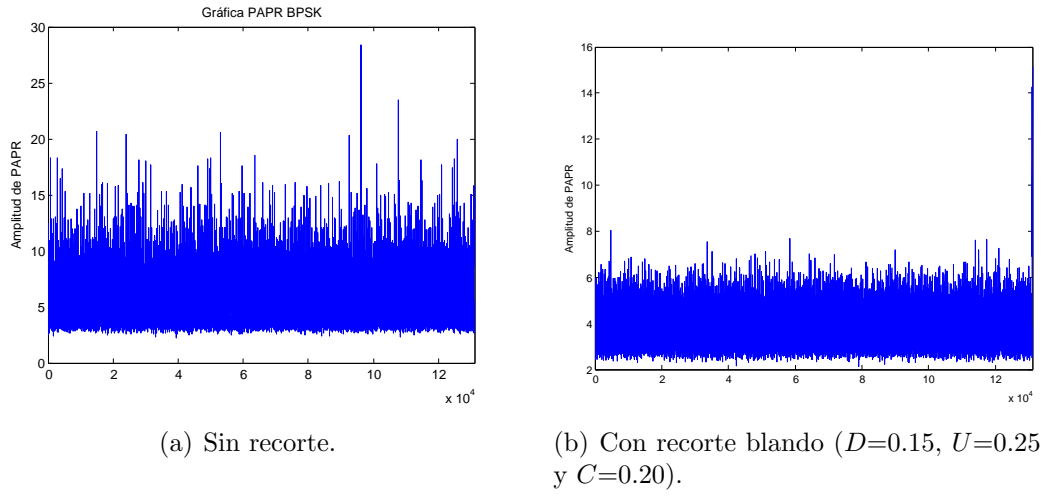


Figura 5.18: PAPR temporal para BPSK con $L=8$, $N=64$ y $N_c=0$. (a) Sin recorte. (b) Con recorte blando ($D=0.15$, $U=0.25$ y $C=0.20$).

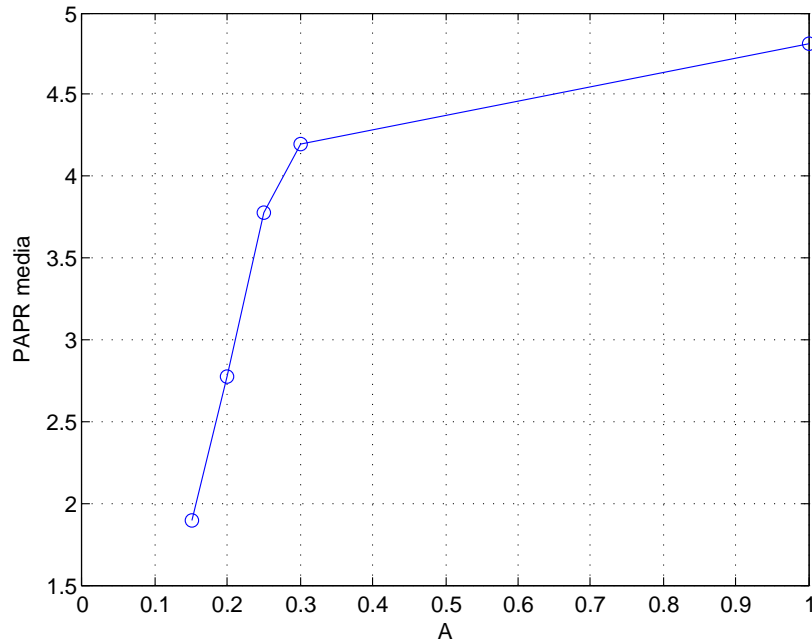


Figura 5.19: PAPR media obtenida con el limitador duro en función del umbral A para BPSK.

qué sucede con la PAPR y con la CCDF cuando se recorta con los valores de los parámetros dedicados al estudio durante el proyecto.

En las Figuras 5.20 y 5.21 se puede observar la distribución de la PAPR para diferentes valores de los parámetros de los limitadores duro y blando cuando la modulación usada es BPSK. Y en las Figuras 5.22 y 5.23 se muestra la distribución correspondiente para $\pi/4$ -QPSK. En ambos casos puede apreciarse como los limitadores consiguen reducir notablemente la probabilidad de que la PAPR se encuentre por encima de un determinado valor, con una reducción mayor cuanto más bajo es el umbral de recorte.

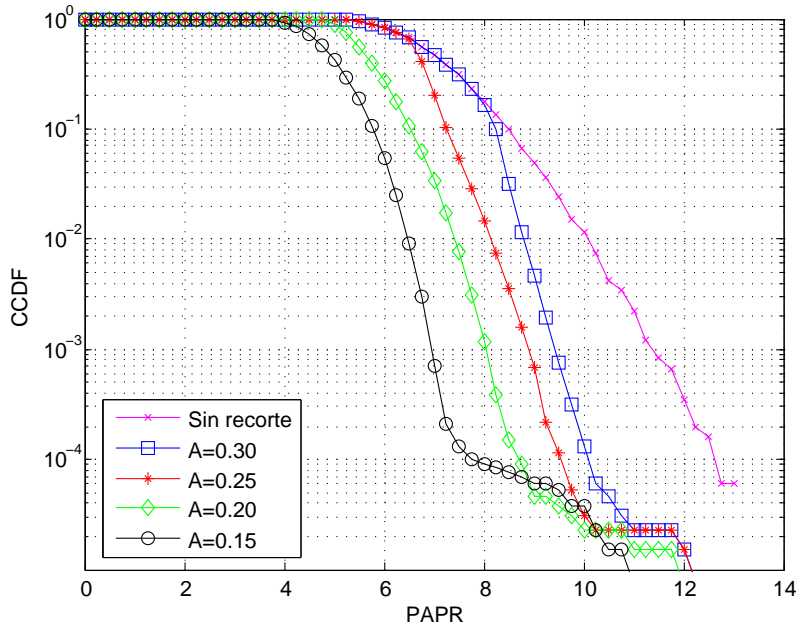


Figura 5.20: CCDF para BPSK, con $N=64$ y $L=16$, usando el limitador duro con distintos valores de A .

Por último, vamos a ver cómo afecta esta técnica del “clipping” a la probabilidad de error de bit. La evolución de la BER en función de la E_b/N_0 la podemos observar en la Figura 5.24 para “hard clipping” y en la Figura 5.25 para “soft clipping”. Vemos que la BER va aumentando significativamente según va siendo el recorte mayor. Así pues, mientras que la pérdida de BER puede resultar aceptable para algunos casos, en el caso más extremo ($A=0.15$ para el limitador duro y $C=0.15$, $D=0.1$ y $U=0.2$ para el limitador blando), el incremento de la BER resulta excesivo para cualquier aplicación práctica. Nótese además como el limitador blando provoca un deterioro menor de la BER para una tasa de recorte similar.

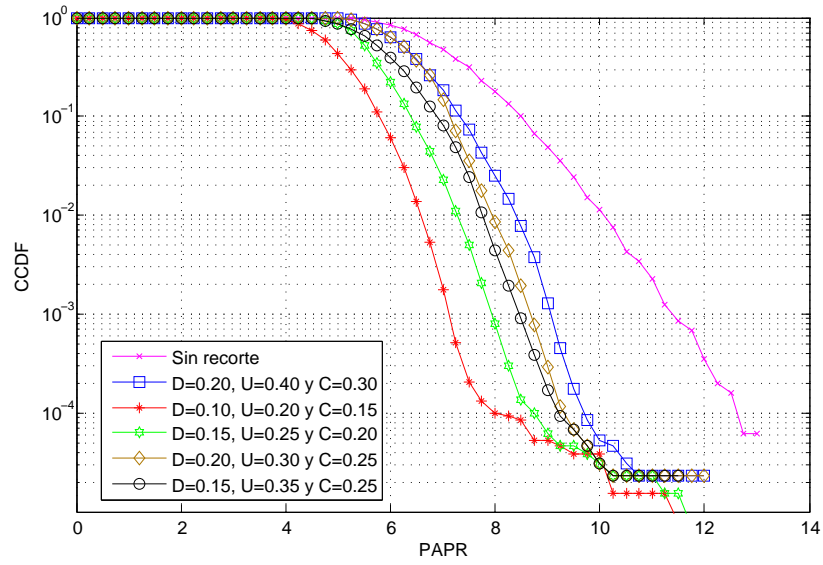


Figura 5.21: CCDF para BPSK, con $N=64$ y $L=16$, usando el limitador blando con distintos valores de los parámetros.

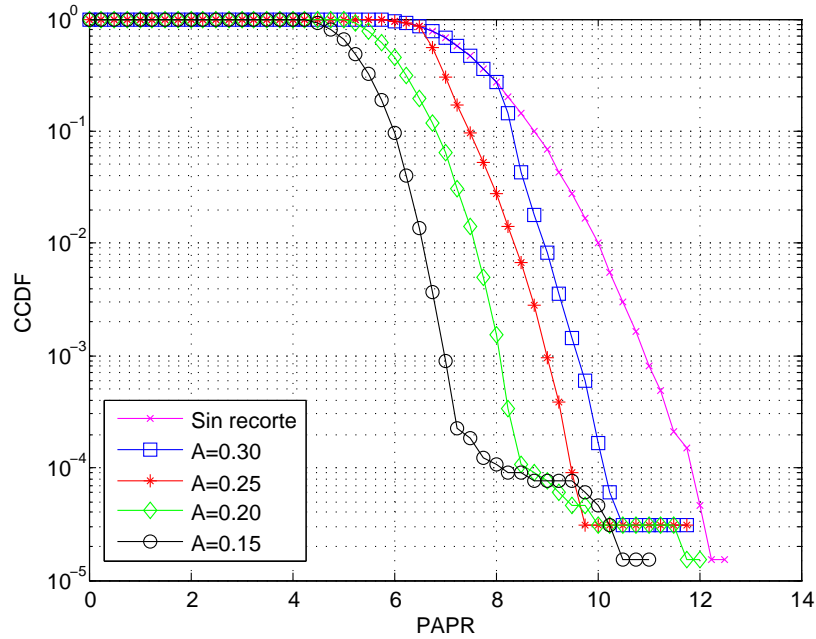


Figura 5.22: CCDF para $\pi/4$ -QPSK, con $N=64$ y $L=16$, usando el limitador duro con distintos valores de A .

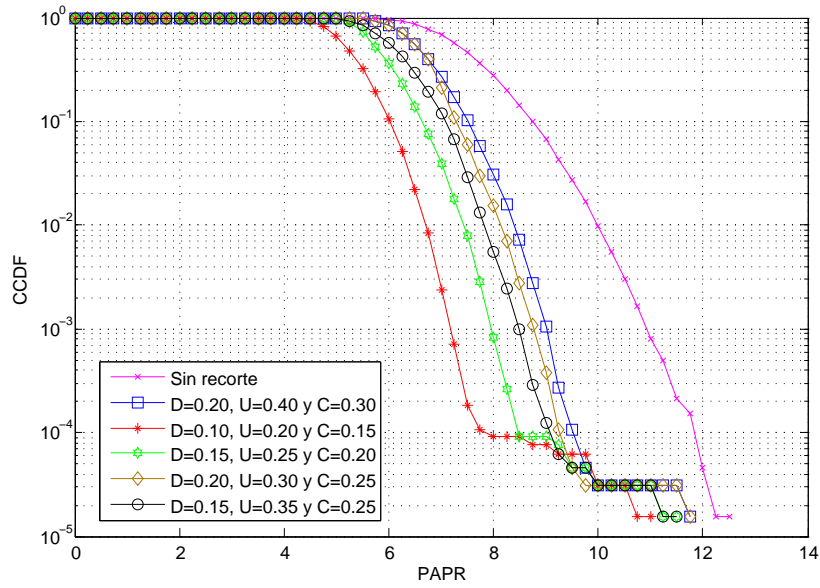


Figura 5.23: CCDF para $\pi/4$ -QPSK, con $N=64$ y $L=16$, usando el limitador blando con distintos valores de los parámetros.

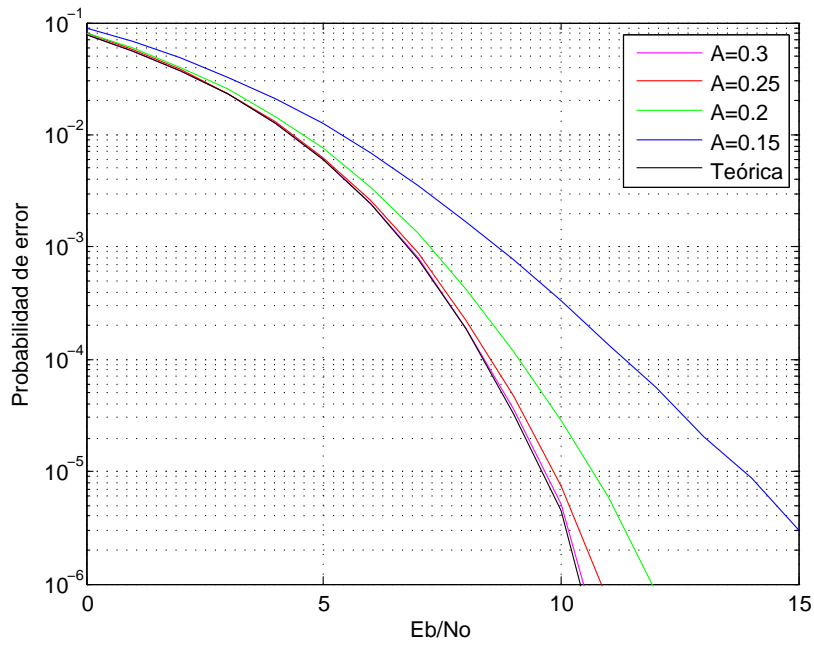


Figura 5.24: BER para BPSK con $N=64$ sin prefijo cíclico y con recorte duro (“Hard Clipping”) para diferentes valores de A .

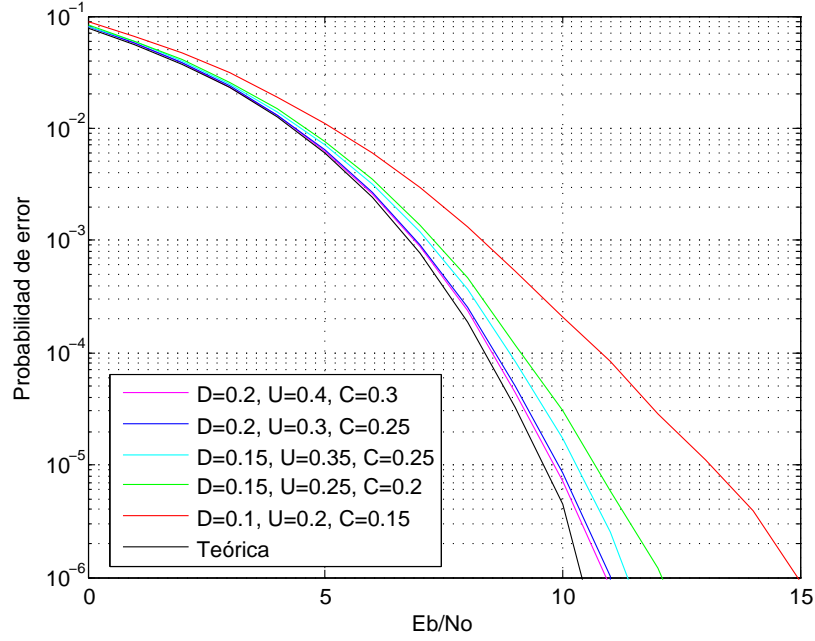


Figura 5.25: BER para BPSK $N=64$ con prefijo cíclico $N_c = 0$ y con recorte blando (“Soft Clipping”) para diferentes valores de D , U y C .

5.5. SLM

SLM (“Selective Mapping”) es una técnica de reducción de la PAPR que consiste en generar diferentes sub-bloques de datos y elegir el que presente una menor PAPR. En la práctica lo hemos implementado reservando N_r portadoras de las N que forman cada símbolo OFDM de la señal, probando todas las combinaciones posibles de bits en esos símbolos, calculando su IFFT, obteniendo la PAPR de cada símbolo y seleccionando el mejor para la transmisión.

Nótese que en las simulaciones realizadas se añade como parámetro un valor denominado M , que es el número de combinaciones posibles de bits que se pueden realizar, de tal manera que $N_r = \log_2 M$ sería el número de portadoras que se reservan para la optimización. Los valores de M que se han considerado son $M \in \{4, 8, 16, 32, 64\}$, que implican $N_r \in \{2, 3, 4, 5, 6\}$.

5.5.1. PAPR y CCDF

Para comenzar, es interesante revisar las gráficas de valores de la PAPR de OFDM comparándolas con las obtenidas cuando se reduce la PAPR con el método “Selective Mapping”. La evolución de la PAPR en función del símbolo OFDM para una simulación se muestra en las Figuras 5.26 ($N=64$) y 5.27 ($N=4096$).

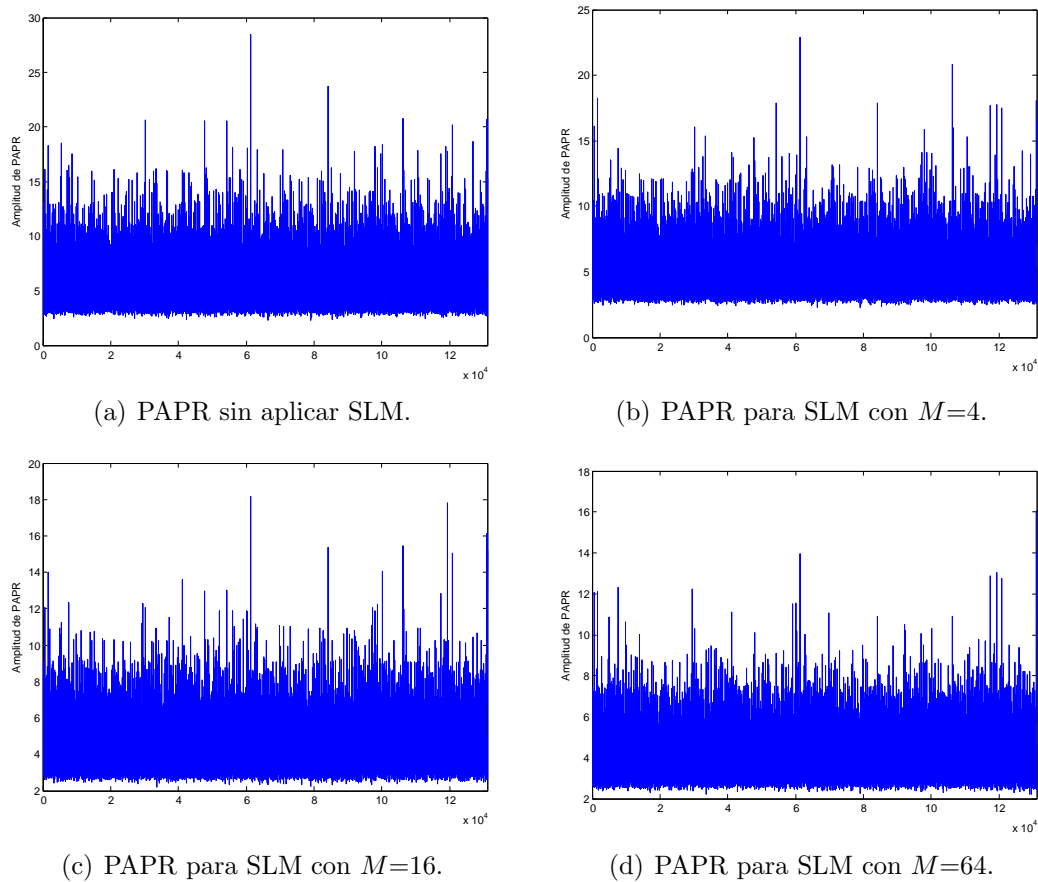


Figura 5.26: PAPR para BPSK con $N=64$, $N_c=0$, $L=16$ y diferente número de combinaciones, M . (a) Sin aplicar SLM. (b) SLM con $M=4$. (c) SLM con $M=16$. (d) SLM con $M=64$.

Analizando la Figura 5.26 se observa una reducción considerable de la PAPR con respecto a la original para $N=64$, que va aumentando según aumentan las permutaciones realizadas. En este caso observamos que, dado que el número de portadoras es pequeño, podemos realizar una reducción importante de la

PAPR, con un pico máximo pasando de 28.42 sin usar SLM a 16.06 para SLM con $M=64$.

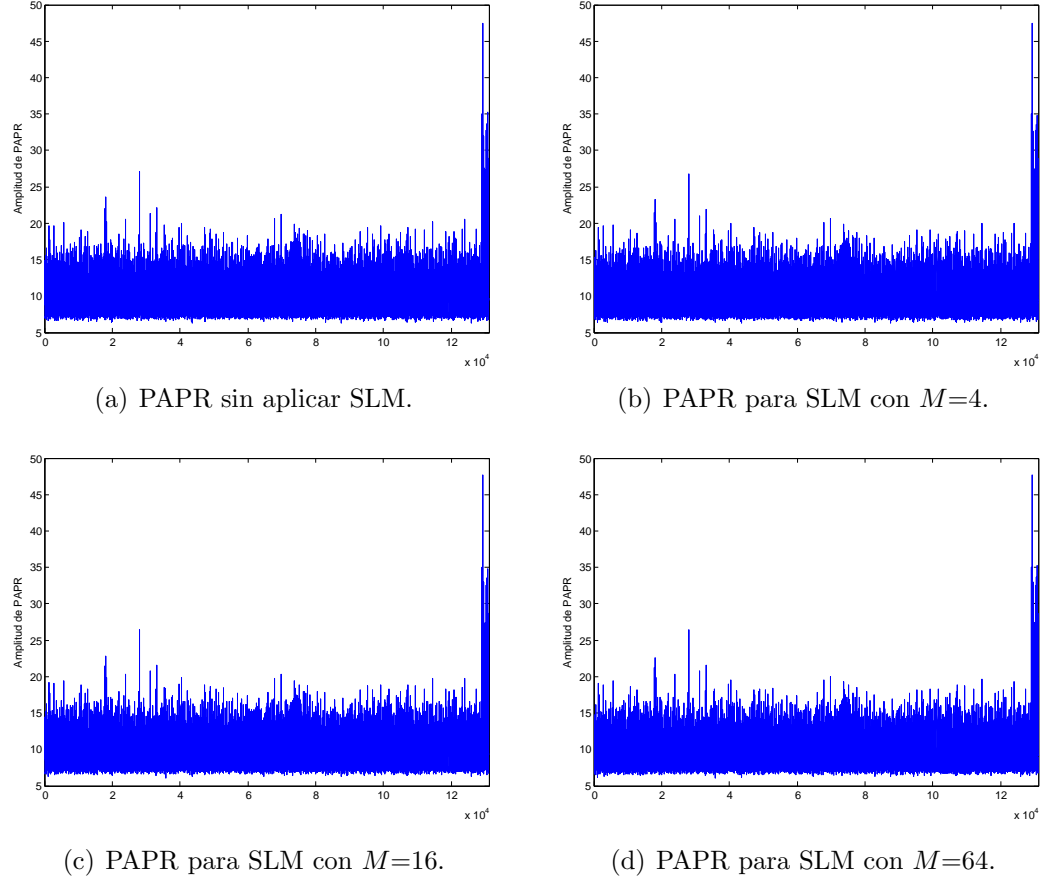


Figura 5.27: PAPR para BPSK con $N=4096$, $N_c=0$, $L=16$ y diferente número de combinaciones, M . (a) PAPR sin aplicar SLM. (b) SLM con $M=4$. (c) SLM con $M=16$. (d) SLM con $M=64$.

En la Figura 5.27, sin embargo, podemos observar una no muy notable reducción de la PAPR. Esto es debido a que, dado el número elevado de subportadoras, no es posible conseguir una PAPR óptima en general, ya que se reservan muy pocos tonos para la optimización y se deben de hacer muchas más permutaciones para que se consiga una reducción considerable. Nótese que al aumentar el número de permutaciones se aumenta directamente el coste computacional, por lo que resulta evidente el incremento de la complejidad en el uso de esta técnica conforme aumenta el valor de N .

A continuación, para revisar el grado exacto de reducción de la PAPR se han

Tabla 5.5: Resultados de $\text{PAPR}(\Gamma)$ usando SLM para BPSK con $N=64$ y $L=16$ en función de M .

M	Γ_{med}	Γ_{max}	Γ_{min}	σ_Γ
Sin aplicar SLM	5.22	28.42	2.27	1.45
4	4.62	22.91	2.26	1.16
8	4.39	20.53	2.26	1.03
16	4.19	18.19	2.21	0.94
32	4.03	16.06	2.21	0.86
64	3.90	16.06	2.21	0.80

obtenido los estadísticos habituales en las Tablas 5.5 ($N=64$) y 5.6 ($N=4096$). En la Tabla 5.5 lo más significativo es la rápida reducción de la PAPR media y máxima al aumentar M . Nótese que ahora no estamos limitando la PAPR máxima directamente, como se hacía en “clipping”. Sin embargo, al elegir la combinación con menor PAPR entre M posibles, en la práctica conseguimos reducir la PAPR máxima igualmente. En la Figura 5.28, se observa de manera gráfica la evolución de la PAPR media y máxima en función de M . Como puede verse, la PAPR decae exponencialmente al incrementarse M .

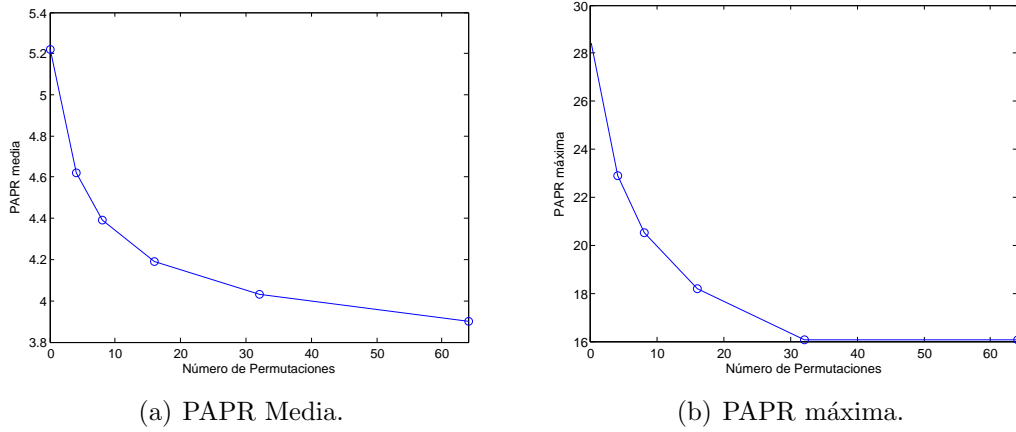


Figura 5.28: Evolución de la PAPR media y máxima usando SLM en función del parámetro M (número de permutaciones) con $L=16$ y $N=64$. (a) PAPR Media. (b) PAPR Máxima.

Revisando los resultados de la Tabla 5.6 se observa que la reducción de la PAPR media es leve incluso para $M=512$. Así, mientras que para $N=64$ se

Tabla 5.6: Resultados de PAPR(Γ) usando SLM para BPSK con $N=4096$ y $L=16$ en función de M .

M	Γ_{med}	Γ_{max}	Γ_{min}	σ_{Γ}
Sin aplicar SLM	9.64	47.48	6.30	1.52
4	9.53	47.48	6.30	1.50
8	9.48	47.48	6.22	1.49
16	9.43	47.66	6.06	1.47
32	9.38	47.66	6.06	1.46
64	9.33	47.66	6.06	1.45
128	9.28	47.66	6.06	1.44
256	9.23	47.66	5.90	1.43
512	9.19	47.66	5.90	1.42

consigue un descenso de la PAPR media del 25 % aproximadamente usando $M=64$, para $N=4096$ apenas se consigue una reducción del 5 % con $M=512$. Esto es debido a la gran cantidad de sub-portadoras que entran en juego en este caso, ya que usando $M=64$ se reservan aproximadamente el 10 % de las portadoras para $N=64$ ($N_r=\log_2 64=6$), mientras que usando $M=512$ apenas se están reservando el 0.2 % ($N_r=\log_2 512=9$) para $N=4096$. En consecuencia, para alcanzar una reducción similar, conjeturamos que sería necesario usar $N_r=384$ cuando $N=4096$, algo claramente inviable desde el punto de vista de la optimización

En la Figura 5.29 se observa de manera gráfica la evolución de la PAPR media con el valor de M para $N=4096$. Como se puede ver, la curva es similar a la de $N=64$, aunque el descenso en este caso es mucho menor.

Por último, mostramos la CCDF en función del número de portadoras usadas para realizar las permutaciones y encontrar la combinación óptima para la reducción de la PAPR. En la Figura 5.30 se muestra la CCDF para $N=64$, pudiéndose apreciar como, cuanto mayor es el número de permutaciones de bits en la señal original, mayor es la reducción de la probabilidad de tener valores de PAPR elevados. Por el contrario, en las Figuras 5.31 y 5.32 se observa como, para $N=4096$, apenas se consigue variar la CCDF incluso con $M=512$ por los motivos explicados anteriormente.

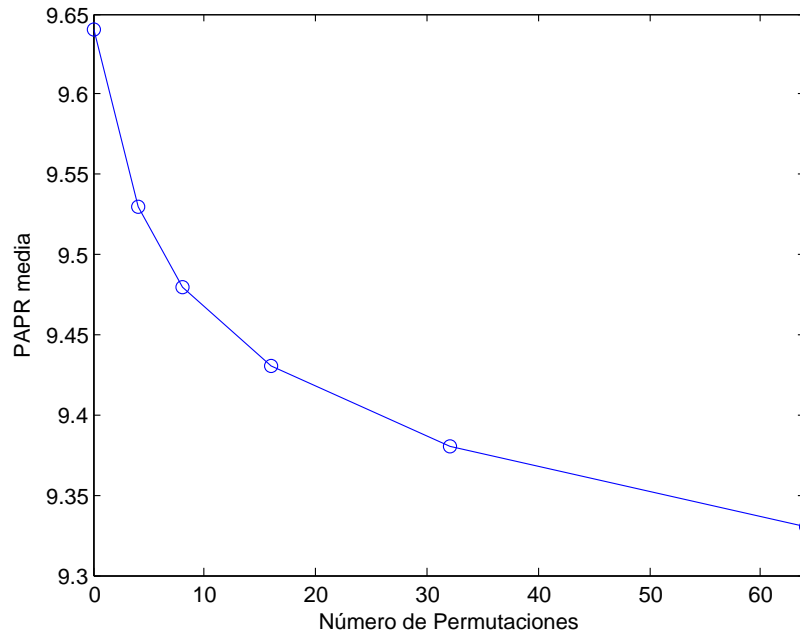


Figura 5.29: Evolución de la PAPR media usando SLM en función del parámetro M (número de permutaciones) con $L=16$ y $N=4096$.

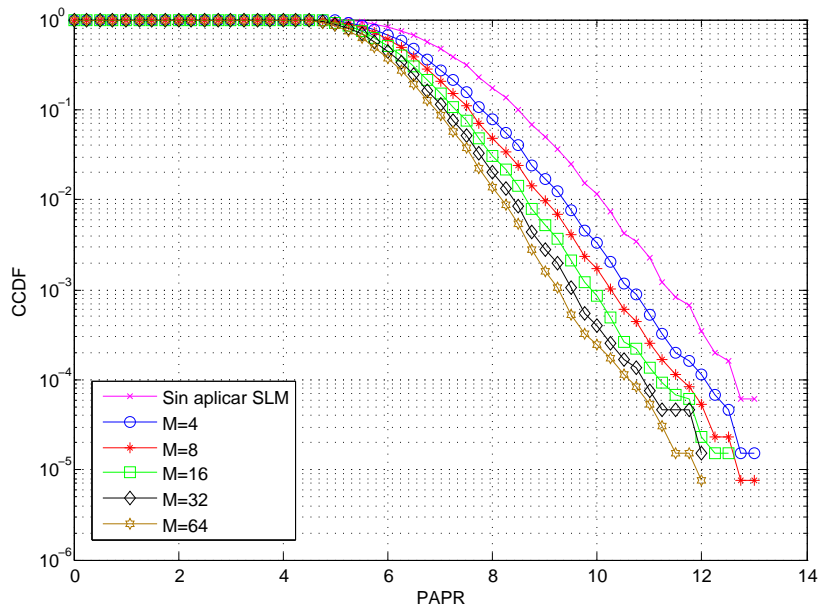


Figura 5.30: CCDF para $N=64$ y $L=16$ usando SLM con M variable.

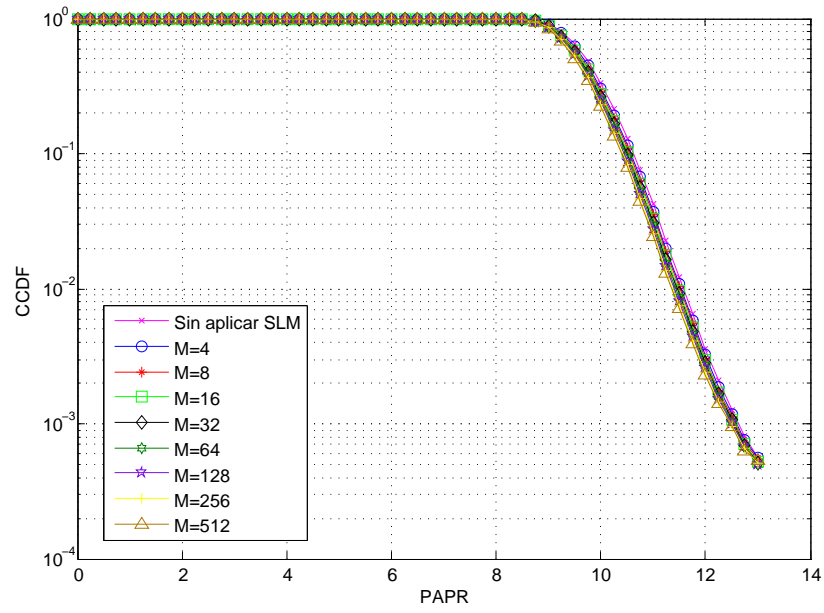


Figura 5.31: CCDF para $N=4096$ y $L=16$ usando SLM con M variable.

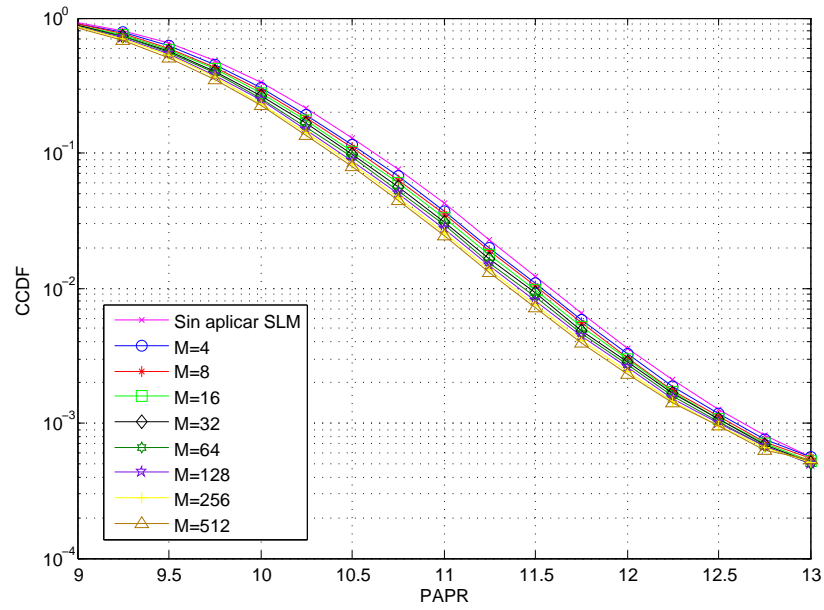


Figura 5.32: CCDF para $N=4096$ y $L=16$ usando SLM con M variable. Detalle de la región $9 \leq \text{PAPR} \leq 13$.

5.5.2. BER

Tras haber revisado la CCDF, la última medida de rendimiento significativa para el análisis de “Selective Mapping” es la tasa de error de bit o BER. En este caso, a diferencia de “clipping”, según va aumentando el número de permutaciones la probabilidad de error va a aumentando ligeramente, debido a que se gasta parte de la energía disponible en el envío de información de control. Así, la fórmula teórica para la probabilidad de error es

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0} \frac{N - \log_2 M}{N}} \right), \quad (5.9)$$

que coincide con la probabilidad de error obtenida en la práctica y mostrada en la Figura 5.33 para $N=64$ y distintos valores de M .

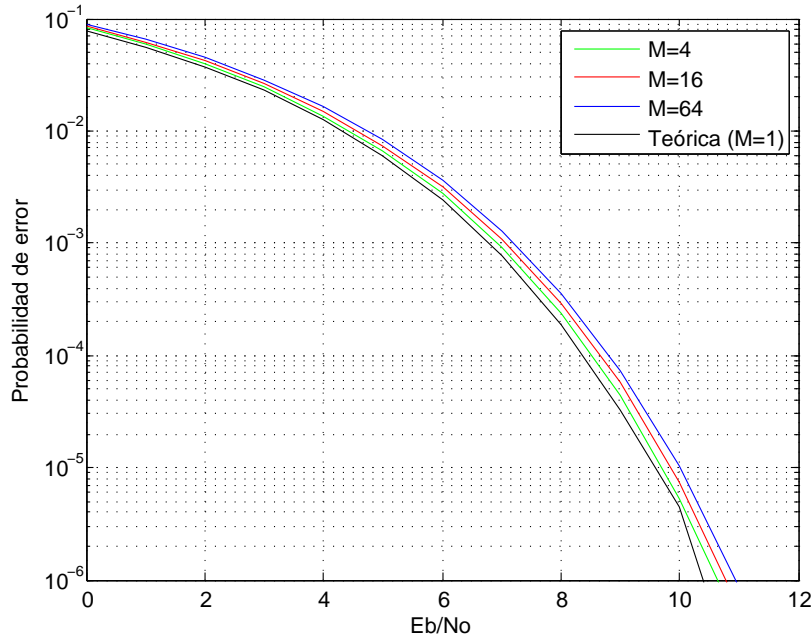


Figura 5.33: BER para BPSK usando SLM con $N=64$ y $M \in \{1, 4, 16, 64\}$.

5.6. Discusión

En este capítulo se han presentado las simulaciones realizadas tanto para OFDM como para las dos técnicas de reducción de la PAPR implementadas. Las conclusiones obtenidas son las siguientes:

- El uso del **prefijo cíclico** aumenta la BER debido a que introduce información redundante a transmitir que necesita más potencia de salida para poder enviarla por el canal.
- Según va aumentando el número de **sub-portadoras**, N , la PAPR media aumenta, y la función CCDF inicia su caída en valores más altos de PAPR media, lo que indica una probabilidad mayor de tener valores de PAPR elevados.
- En la técnica de “**Clipping**”, a medida que vamos recortando más la señal para reducir la PAPR, peor es la BER que se va obteniendo, debido a que se pierden las amplitudes reales de numerosos picos en el receptor.
- Para una tasa de recorte similar, el **limitador blando** consigue una menor probabilidad de error con respecto al **limitador duro**.
- El **coste computacional** de “Clipping” es muy bajo comparado con el coste computacional de “Selective Mapping”, pero “Clipping” introduce una distorsión apreciable sobre la señal transmitida que no aparece en SLM.
- “**Selective Mapping**” consigue una buena reducción de la PAPR sin incrementar sustancialmente la probabilidad de error para valores de N pequeños.
- La **eficiencia** de SLM depende del número de subportadoras y el número de combinaciones que realicemos para reducir la PAPR, de modo que resulta más interesante para valores de N pequeños.

En conclusión, “Clipping” y “Selective Mapping” son dos técnicas interesantes de reducción de PAPR en OFDM, que se pueden combinar y que son utilizadas en diversos sistemas de comunicaciones actuales.

Capítulo 6

Conclusiones y líneas futuras

Tras haber observado los resultados obtenidos durante el Proyecto Fin de Carrera, en este capítulo se van a presentar las conclusiones generales más importantes obtenidas durante el desarrollo del mismo, así como algunas posibles líneas futuras a seguir.

6.1. Conclusiones

La principal aspiración a la hora de realizar este Proyecto Fin de Carrera ha sido la implementación de dos técnicas de reducción de la PAPR (“Peak-to-Average Power Ratio”) en OFDM. Antes de implementar estos algoritmos, se ha tenido que realizar un estudio en referencia a la modulación OFDM, puesto que iba a ser la base para estudiar el comportamiento de la PAPR. La conclusión principal obtenida con respecto a OFDM es que el efecto negativo de la PAPR se incrementa con el número de portadoras (N) y el tamaño de la constelación. Otros aspectos, como la longitud del prefijo cíclico o la rotación de la modulación (esto es, el uso de $\pi/4$ -QPSK o QPSK), no influyen en la PAPR.

En segundo lugar, hemos procedido al estudio de diferentes técnicas de reducción de la PAPR. Como conclusión más importante, cabe destacar que no existe ninguna técnica considerada globalmente como la mejor, sino que resulta más conveniente utilizar una u otra dependiendo de las características del sistema de comunicaciones y de las restricciones prácticas existentes. Técnicas como “Clipping” necesitan introducir una gran distorsión para reducir la PAPR considerablemente. Otras técnicas como codificación son difíciles de

implementar debido a su alta complejidad. En algunos casos, como SLM y PTS, se crea una relación estrecha entre la reducción de la PAPR y la complejidad computacional. Además, muchas técnicas necesitan de una mayor potencia de transmisión, mientras que en otros casos no se requiere un aumento de esta potencia de transmisión, pero sí se genera una pérdida de eficiencia debido a la transmisión de información de control.

En tercer lugar, se desarrollan los algoritmos a utilizar para conseguir reducir la PAPR con las dos técnicas del estudio: “Clipping” y SLM. Tras realizar las simulaciones correspondientes, se han obtenido las siguientes conclusiones finales:

- Para las simulaciones se utiliza una **interpolación** mediante un factor de sobremuestreo L , que nos ayuda a obtener resultados más fiables. Según se aumenta este valor se obtienen mejores resultados en los datos de la PAPR media, llegando a estabilizarse por completo su valor para $L=16$.
- El **número de subportadoras** N afecta a la reducción de la PAPR obtenida. Conforme aumenta N más esfuerzo hay que realizar para conseguir reducirla en general. En el caso de “Clipping”, esto implica un mayor recorte, mientras que en el caso de SLM se requiere un mayor número de secuencias de fase distintas, y por tanto un mayor coste computacional.
- “**Clipping**” consigue una reducción considerable de la PAPR, pero a costa de generar gran distorsión en la señal, debido a que al recortar se pierde gran parte de la información que se transmitiría por el sistema de comunicaciones sin el limitador. Con respecto a los dos tipos de limitadores considerados, el limitador blando es menos agresivo en cuanto a BER, generando probabilidades de error menores que con el limitador duro para tasas de recorte similares.
- “**Selective Mapping**” realiza una buena reducción de la PAPR sin aumentar significativamente la probabilidad de error. SLM depende en gran medida del número de subportadoras y el número de combinaciones que realicemos para reducir la PAPR: cuantas más combinaciones se realicen mayor será la reducción de la PAPR.
- El **coste computacional** de “Clipping” es muy bajo comparado con el coste computacional de “Selective Mapping”. En “Clipping” se consigue una reducción mayor de la PAPR con “poco esfuerzo”, mientras que

en “Selective Mapping” es necesario un gran coste computacional para conseguir reducir ostensiblemente la PAPR, especialmente para valores altos de N .

Por último, como conclusión final resaltar que la PAPR se puede disminuir con diferentes técnicas, y que tras el estudio comparativo de dos técnicas resulta difícil decantarse por una u otra, puesto que cada una tiene su particularidad, y lo que una aporta en cuanto a poca complejidad computacional, otra lo aporta en cuanto a reducción de la PAPR. Por lo que, como se apuntaba anteriormente, entran en juego una serie de factores que deben sopesarse a la hora de elegir la técnica o conjunto de técnicas a usar.

6.2. Líneas futuras

Algunas posibles líneas futuras a seguir son:

- **Ampliación del estudio de los dos algoritmos** de reducción de la PAPR implementados en profundidad (“Clipping” y “Selective Mapping”). Por ejemplo, realizando pruebas de “Clipping” acompañado de Filtrado, así como otras implementaciones de “Selective Mapping” con diferentes vectores de fases.
- **Implementación y estudio de otros métodos de reducción de la PAPR**, como PTS, reserva e inyección de tonos, o extensión de la constelación activa.
- **Extensión del escenario de investigación**, considerando constelaciones mayores (M-PSK con $M > 4$ o M-QAM) e incluso constelaciones distintas para cada portadora (como ocurre en ADSL o VDSL).
- **Análisis del comportamiento de otras modulaciones alternativas** (por ejemplo, modulaciones caóticas) con respecto a la PAPR.
- **Estudio del efecto de la codificación de canal** sobre la PAPR, probando diferentes tipos de codificaciones y estudiando exhaustivamente su efecto.

Apéndice A

Presupuesto del proyecto

Este apéndice está dedicado a la elaboración del presupuesto asociado a la realización del presente proyecto. Para hacer la estimación de este importe económico se tiene en cuenta tanto el coste de los medios materiales como el coste de los recursos empleados para su realización.

A.1. Coste de los medios materiales

En la Tabla A.1 se hace un desglose del coste unitario del material utilizado para realizar el proyecto. Al total del coste del material utilizado hay que añadir el coste del emplazamiento de trabajo donde se ha llevado a cabo la realización del proyecto. El lugar de trabajo está debidamente acondicionado mediante el alumbrado, calefacción, aire acondicionado, servicio de limpieza, mesas, sillas, tomas de corriente, y red de datos de banda ancha. Su coste en alquiler se estima en 700 euros por mes. Se ha estimado una duración de trabajo del proyecto de 14 meses a tiempo completo, por lo que el coste en concepto de alquiler de emplazamiento puede estimarse en 9.800 euros.

Sumando el coste total del material más el alquiler del lugar de trabajo, se obtiene que el coste total de medios materiales es de 14.210 euros.

A.2. Coste del personal

Según el Colegio Oficial de Ingenieros de Telecomunicaciones (COIT), el sueldo medio de un Ingeniero Técnico de Telecomunicación es de 30.000 euros

Tabla A.1: Coste unitario del material utilizado en la realización del proyecto.

Concepto	Coste unitario
Ordenador personal	1.200 euros
Licencia de sistema operativo Windows XP Professional	180 euros
Licencia MATLAB	2.400 euros
Paquete ofimático Microsoft Office 2007 Professional	180 euros
L ^A T _E X	0 euros
Impresora + Tóner + Papel	150 euros
Gastos de oficina	120 euros
Encuadernación de los tomos	180 euros
Total material	4.410 euros

brutos anuales. Como referencia, podemos tomar el sueldo inicial para un trabajador en fase de realización del proyecto de fin de carrera o recién titulado, 15.000 euros brutos anuales (incluidos beneficios sociales). En dichas condiciones, el salario ronda los 1.000 euros brutos mensuales, distribuidos en 14 pagas, valor que se tomará como referencia. Por lo tanto, el coste del proyecto por coste de personal asciende a un total de 17.500 euros.

A.3. Coste de la dirección

Para la realización de este proyecto de ingeniería, estimamos el salario del director del proyecto, de forma general, como un 7% de la suma del coste de material más el coste de la mano de obra hasta un límite de 30.000 euros anuales. Por tanto el coste de la dirección del proyecto a lo largo de la elaboración de este estudio es de 2219,70 euros.

A.4. Coste total del proyecto

El importe económico final del proyecto se calcula como la suma del coste de los medios materiales más el coste del personal y dirección del proyecto. Realizando este cálculo se obtiene que el coste total del proyecto asciende a 33.929,70 euros.

Bibliografía

- [1] S. H. Han and J. H. Lee, “An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 12, no. 2, pp. 56–65, April 2005.
- [2] A. López, P. L. Gilabert, G. Montoro, and E. Bertran, “Análisis comparativo de técnicas de reducción de PAPR en señales OFDM,” in *Proc. del XXIV Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Santander, 16–18 Septiembre 2009.
- [3] J. A. C. Bingham, “Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 28, no. 5, pp. 5–14, May 1990.
- [4] R. van Nee and R. Prasad, *OFDM Wireless Multimedia Communications*. Boston, MA (USA): Artech House, 2000.
- [5] J. A. Bingham, *ADSL, VDSL, and Multicarrier Modulation*. New York, NY(USA): John Willey & Sons, 2000.
- [6] U. Landebusch and C. Liss, “Terrestrial DVB (DVB-T): A broadcast technology for stationary portable and mobile use,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 94, no. 1, pp. 183–193, January 2006.
- [7] A. Artés-Rodríguez, F. Pérez-González, J. Cid-Sueiro, R. López-Valcarce, C. Mosquera-Nartallo, and F. Pérez-Cruz, *Comunicaciones Digitales*. Madrid (Spain): Pearson Educacion, 2007.
- [8] C. Tellambura, “Upper bound on peak factor of N-multiple carriers,” *IEE Electronics Letters*, vol. 33, no. 19, pp. 1608–1609, September 1997.
- [9] R. O’Neil and L. B. Lopes, “Envelope variations and spectral splatter in clipped multicarrier signals,” in *Proc. 6th IEEE Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Toronto (Canada), 27–29 September 1995, pp. 71–75.

- [10] C. Tellambura, “Computation of the continuous-time PAR of an OFDM signal with BPSK subcarriers,” *IEEE Communications Letters*, vol. 5, no. 5, pp. 185–187, May 2001.